ББК 32.884.19
В80

Составитель В. Г. Борисов
Рецензент кандидат физико-математических наук
Б. Г. Успенский

В помощь радиолюбителю: Сборник. Вып. 94 /
В80 Сост. В. Г. Борисов.— М. : ДОСААФ, 1986.—80 с., ил.

Для издания на бум. тип. № 1—35 к., для издания на бум. тип. № 2—30 к.

Приведены описания конструкций, принципиальные схемы и методика расчета их некоторых узлов. Учтены интересы начинающих и квалифицированных радиолюбителей.

В $\frac{2402020000—055}{072(02)—86}$ 21—86

ББК 32.884.19
6Ф2.9

ДЛЯ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

АВТОМАТИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЗАРЯДКИ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

М. Газизов

В промышленном и сельскохозяйственном производстве широко применяются свинцово-кислотные аккумуляторные батареи. В результате неправильной эксплуатации происходит сульфатация пластин этих батарей, что значительно снижает их емкость и сокращает срок службы.

Не слишком засульфатированные батареи можно восстановить путем проведения нескольких циклов «зарядка-разрядка» в разных режимах или зарядкой импульсами тока, в промежутках времени между которыми аккумуляторная батарея разряжается через специальный резистор. Зарядный ток при этом больше разрядного в десять раз, а длительность меньше в два раза.

В описываемом зарядном устройстве (рис. 1) используется второй способ восстановления аккумуляторных батарей. Он позволяет восстановить сульфатированные батареи в автоматическом режиме или проводить формирование и профилактическую обработку исправных. Зарядный ток отключается автоматически по достижении напряжения на зажимах аккумуляторной батареи 14,1...14,2 В. Сравнение напряжения аккумуляторной батареи с опорным напряжением происходит при отсутствии зарядного тока, что позволяет заряжать батарею до полной емкости. Силу зарядного тока плавно устанавливают от 0 до 10 А. Имеется защита от случайных коротких замыканий выходных гнезд *XS1*, *XS2*.

Устройство состоит из следующих основных узлов:

сетевого трансформатора *T1* с двухполупериодным выпрямителем на диодах *VD1—VD4*;

фазоимпульсного генератора, собранного на транзисторах *VT1*, *VT2*;

узла защиты от короткого замыкания на тринисторе *VS1*, стабилитроне *VD7* и резисторе *R15*;

источника опорного напряжения, образуемого стабилитроном *VD9* и конденсатором *C2*;

формирователя импульсов, собранного на транзисторах *VT3*, *VT4*;

узла сравнения на стабилитроне *VD12* и транзисторе *VT5*;

управляющего тринистора *VS2*.

Устройство работает следующим образом. При включении сети тумблером *SA1* напряжение с выхода выпрямителя поступает на фазоимпульсный генератор (*VT1*, *VT2*), импульсы которого подаются в формирователь импульсов (*VT3*, *VT4*). При этом на его выходе формируются импульсы со стабильной амплитудой, независимой от фазы импульса генератора. Амплитуду импульсов устанавливают при настройке переменным резистором *R12*.

Узел сравнения (*VT5*, *VD12*) предназначен для стабильной работы тринистора *VS2* независимо от температуры окружающей среды, а также для сужения пределов напряжения срабатывания автоматического отключения. При достижении напряжения заряжаемой аккумуляторной батареи 14,1...14,2 В стабилитрон *VD12* закрывается и тринистор *VS2* перестает пропускать зарядный ток.

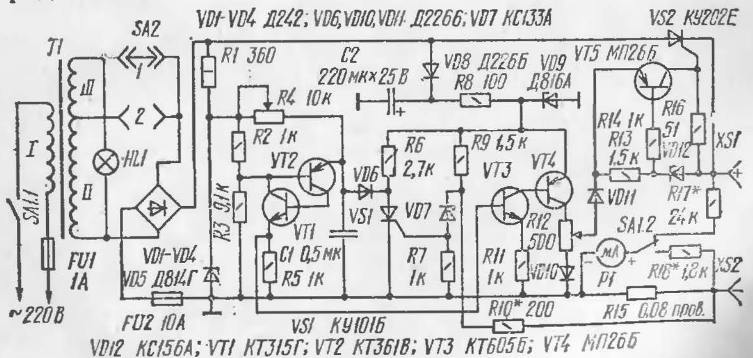


Рис. 1. Принципиальная схема устройства

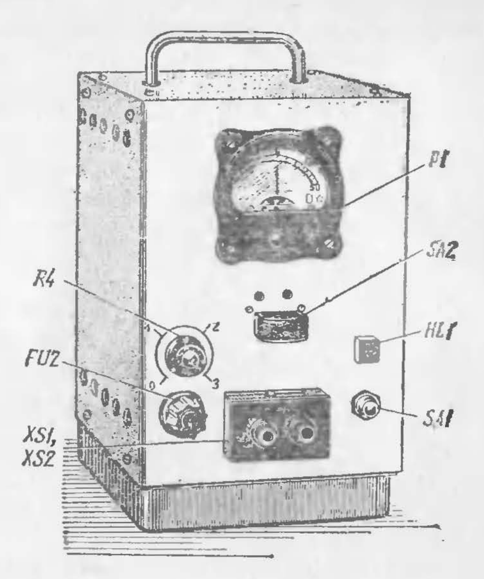


Рис. 2. Внешний вид устройства для зарядки и восстановления аккумуляторных батарей

В случае короткого замыкания выходных гнезд или неправильного подключения полюсов заряжаемой батареи увеличивается напряжение на резисторе *R15*, что вызывает открывание стабилитрона *VD7* и тринистора *VS1*. Тринистор, в свою очередь, шунтирует конденсатор *C1* фазоимпульсного генератора. При этом подача управляющих импульсов на тринистор *VS2* прекращается и зарядный ток падает до нуля. Для восстановления зарядного тока необходимо разомкнуть и снова замкнуть контакты тумблера *SA1*.

Диод *VD10* защищает устройство от неправильного подключения полюсов аккумуляторной батареи, а диод *VD11* — от самопроизвольной ее разрядки.

При отключении электросети измерительный прибор *P1* показывает значение напряжения подключенной аккумуляторной батареи.

Зарядку шестивольтовых аккумуляторных батарей производят при установке замыкающей перемычки *SA2* в положение *2*.

Устройство смонтировано в корпусе размерами 200×140×150 мм (рис. 2). Основание корпуса изготовлено из алюминиевой пластины толщиной 6 мм. На ней через прокладки из слюды установлены диоды *VD1—VD4* выпрямителя и тринистор *VS2*. На основании укреплены также сетевой трансформатор *T1* и резистор *R15*.

На лицевой панели находятся переменный резистор *R4*, измерительный прибор *P1*, тумблер *SA1*, переключатель *SA2*, сигнальная лампа *HL1*, предохранитель

FU2 и выходные гнезда-зажимы. Предохранитель *FU1* и отверстие для сетевого шнура расположены на задней стенке. Остальные элементы устройства смонтированы на печатной плате размерами 55×115 мм.

Резистор *R15* изготовлен из четырех скрученных вместе манганиновых проводов диаметром 0,8 мм, длина которых при сопротивлении 0,08 Ом составляет около 200 мм. Скрученный провод намотан на фарфоровую гильзу диаметром 20 мм от негодного проволочного резистора, с небольшим зазором между витками.

Магнитопровод сетевого трансформатора *T1* — типа ПЛ 27×40×58. Обмотка *I* содержит 674 витка провода ПЭВ-2 0,7, обмотка *II* — 48 витков провода ПЭВ-2 1,8, обмотка *III* — 20 витков ПЭВ-2 1,8.

Резисторы *R4* и *R12* типа СП2-1, *R2*—*R18* — МЛТ-0,25. Конденсаторы: *C1* — К73П-3; *C2* — К50-29. Измерительный прибор *P1* — микроамперметр типа М-592 на ток 50 мкА, сигнальная лампа *HL1* — КМ24-105.

Приступая к испытанию устройства, к выходным гнездам-зажимам подключают нагрузочный резистор сопротивлением 25...50 Ом на мощность рассеяния 10...20 Вт. Включают питание тумблером *SA1* и измеряют напряжение на нагрузке при разных положениях движка переменного резистора *R4*. Плавное изменение напряжения свидетельствует о нормальной работе устройства.

Налаживание узла защиты от тока короткого замыкания сводится к установке на катоде стабилитрона *VD7* напряжения 2,5 В подбором резистора *R10*. Зарядный ток при этом устанавливается около 3 А.

Установку значения напряжения, при котором происходит автоматическое отключение зарядного тока, осуществляют следующим образом. От управляющего тринистора *VS2* отпаивают провод, идущий к нему от точки соединения транзистора *VT5* и резистора *R16*. Затем к выходным гнездам-зажимам устройства подключают источник стабилизированного напряжения 14,2 В и переменным резистором *R12* добиваются резкого снижения напряжения на коллекторе транзистора *VT5*, после чего восстанавливают соединение с управляющим электродом тринистора *VS2*.

Режим десульфатации устанавливают следующим образом. К выходным гнездам-зажимам устройства подключают аккумуляторную батарею с напряжением $U_а$ не менее 12,2 В и соответствующим удельным весом электролита. Подают зарядный ток $I_з$ при положении указателя ручки переменного резистора *R4* на первой трети шкалы. Зарядные импульсы длительностью 1/3 полупериода сетевого напряжения лучше установить с помощью осциллографа. Далее определяют сопротивление разрядного резистора $R_р$, который подключают к выходу устройства параллельно аккумуляторной батарее:

$$R_р = \frac{10U_а\,(В)}{I_з\,(А)}\,(Ом).$$

Этот резистор должен быть на мощность рассеяния не менее 15 Вт.

Аккумуляторную батарею заряжают до автоматического отключения зарядного тока. Делают это, разумеется, после устранения причины сульфатации пластин.

Резисторы *R17, R18* подбирают в зависимости от используемого микроамперметра и выбранной шкалы измерения напряжения и тока.

Литература

Бизер А. Защитные устройства блоков питания.— Радио, 1977, № 2.

Васильев В. Зарядное устройство-автомат.— Радио, 1976, № 3.

Зудов А. Зарядное устройство.— Радио, 1978, № 3.

Кудинов Г., Савчук Г. Автоматическое зарядное устройство.— Радио, 1982, № 1.

Попович В. Тиристорный регулятор напряжения с аналогом однопереходного транзистора.— Радио, 1975, № 10.

РАДИОСПОРТ

ЭФФЕКТИВНЫЙ КОМПРЕССОР РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

В. Скрыпник (UY5DJ)

Компрессор предназначен для сужения динамического диапазона речевого сигнала. Применение его в любительской радиосвязи позволяет достичь большей разбираемости телефонного сигнала в шумах и помехах в месте приема, более полно использовать энергетические возможности усилителя мощности передатчика.

Подобные по назначению устройства широко применяются в промышленных радиотелефонных передатчиках.

Основные параметры компрессора: полоса пропускания частот от 50 до 2900 Гц; максимальное выходное напряжение 5 В; максимальное входное напряжение, при котором прекращается рост выходного, 0,4 мВ. Питание — автономное от батареи 3336Л, потребляемая мощность 0,21 Вт.

Принципиальная схема компрессора приведена на рис. 1. К разъему *XS1* подключают микрофон, а через разъем *XP1* компрессор соединяют с микрофонным входом передатчика. Если кнопочный переключатель *SB1* находится в положении, показанном на схеме, то компрессор выключен и речевой сигнал, не подвергаясь изменениям, подается на вход тракта звуковой частоты передатчика. При нажатии на кнопку *SB1* включается питание, микрофон подключается ко входу компрессора, а переходной кабель — к выходу.

Микрофонный усилитель собран на операционном усилителе *DA1*. На его выходе включен фильтр верхних частот *L1L2C5C6C7*, пропускающий частоты выше 50 Гц. Этим достигается значительное подавление фона промышленной частоты в выходном сигнале. На операционном усилителе *DA2* собран каскад с нелинейной зависимостью коэффициента усиления от уровня входного сигнала. Двухстороннее ограничение достигается встречно-параллельным включением диодов *VD1* и *VD2* в цепи обратной связи усилителя. При малых входных сигналах усиление каскада относительно высоко. Сопротивление диодов для малых сигналов большое и коэффициент усиления в основном определяется соотношением сопротивлений резисторов *R7* и *R9*. По мере увеличения уровня сигнала электропроводность диодов растет и усиление операционного усилителя падает. При определенном уровне входного сигнала наступает ограничение. Фильтр нижних частот *L3L4L5C10C11C12C13* на выходе каскада предназначен для фильтрации гармоник сигнала звуковой частоты и имеет частоту среза около 2,9 кГц. Применение этого фильтра позволяет уменьшить частотные искажения, вызываемые изменением спектрального состава речевого сигнала при ограничении.

Операционный усилитель *DA3* выполняет функцию усилителя звуковой частоты для данного передатчика.

Пороговый уровень ограничения регулируют под-

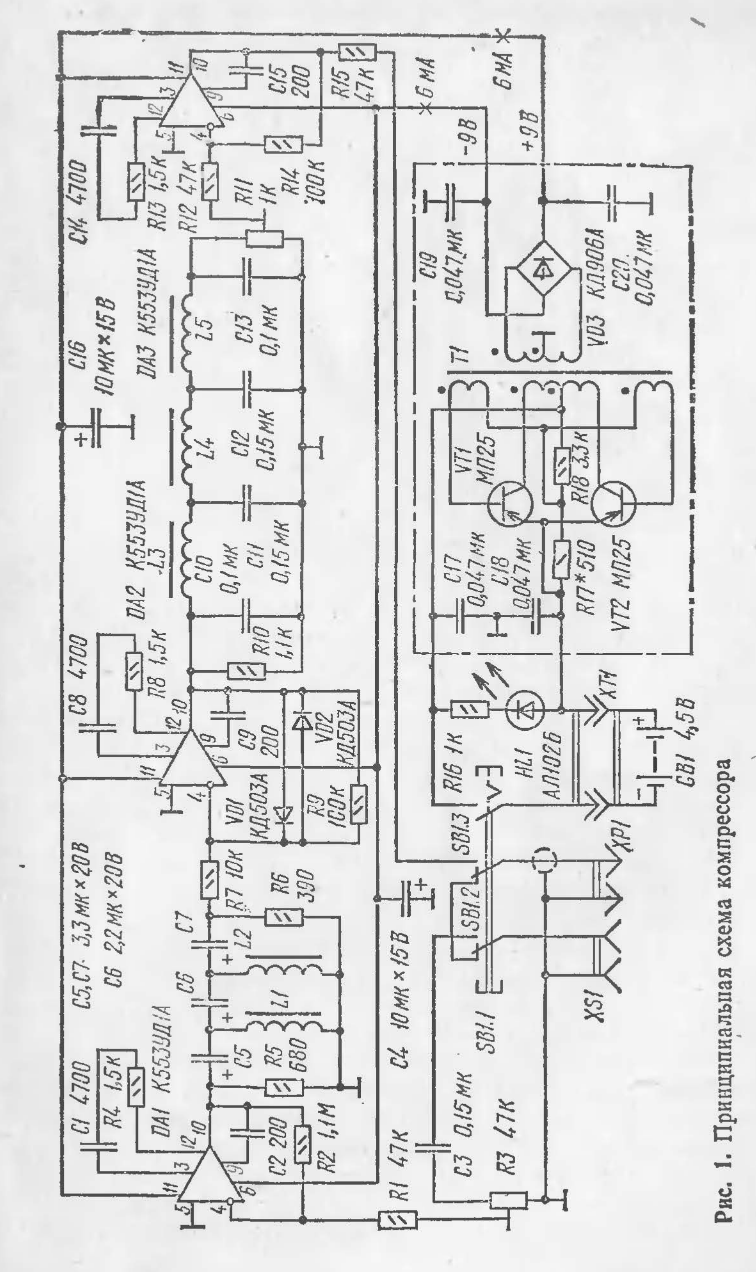


Рис. 1. Принципиальная схема компрессора

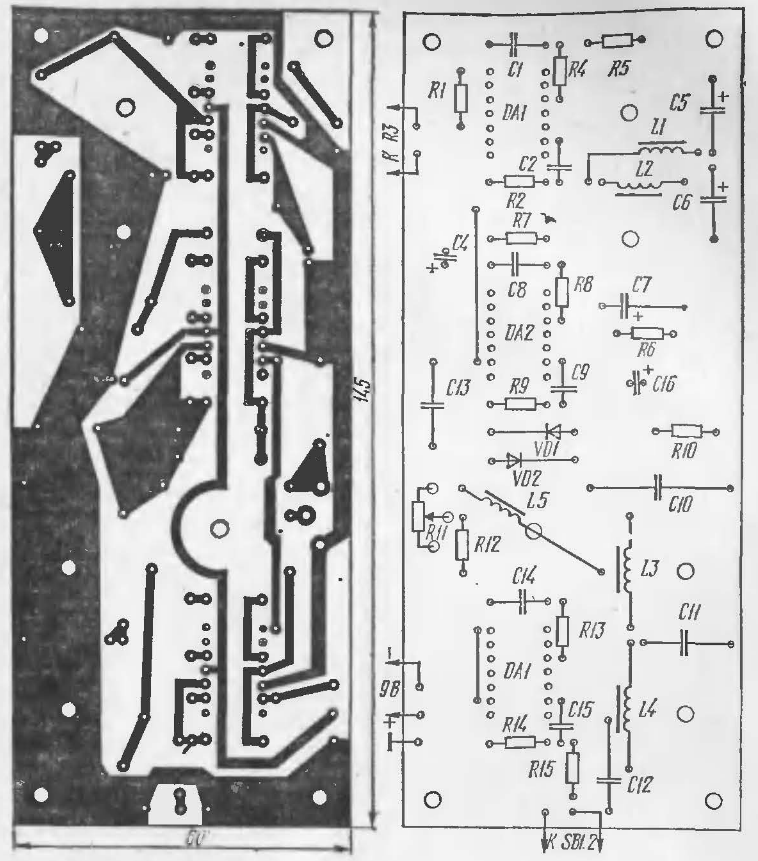


Рис. 2. Печатная плата компрессора и схема соединения деталей на ней

строечным резистором $R3$ в зависимости от напряжения, развиваемого микрофоном.

Для предотвращения возможных наводок по питающим проводам и для автономного использования компрессора с портативной радиостанцией (например, в соревнованиях по радиосвязи на УКВ) применен встроенный источник питания. Он включает в себя батарею $GB1$, преобразователь напряжения на транзисторах $VT1$, $VT2$ и двухполупериодный выпрямитель на диодной матрице $VD3$. Преобразователь напряжения работает на

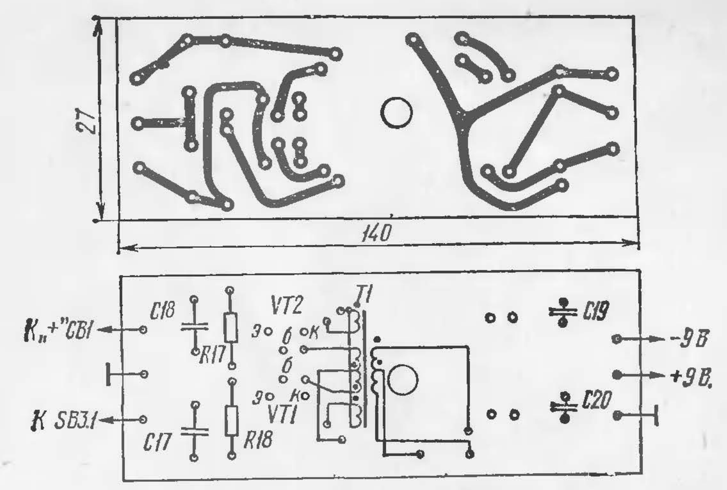


Рис. 3. Печатная плата преобразователя напряжения и схема соединения деталей на ней

частоте около 7 кГц, поэтому для эффективного сглаживания пульсаций на выходе выпрямителя достаточно конденсаторов $C19$, $C20$ и $C4$, $C16$. Светодиод $HL1$ предназначен для индикации включения компрессора. От свежей батареи 3336Л компрессор потребляет ток около 45 мА.

Детали компрессора и преобразователя смонтированы на разных печатных платах. На рис. 2 изображено расположение печатных проводников и элементов на плате компрессора, а на рис. 3 — преобразователя напряжения. Катушки $L1$—$L5$ фильтров намотаны на тороидальных сердечниках из феррита марки М2000НМ-1 типоразмера К20×10×5 и содержат по 245 витков провода ПЭЛШО 0,12. Подстроечный резистор $R11$ (типа СПЗ-2) установлен на плате, а $R3$ (СП4-1) — вне платы в корпусе компрессора. Переключатель $SB1$ — П2К. Конденсаторы $C5$—$C7$ — К53-1, остальные — К50-6, КМ, КД, МБМ.

Диоды КД503А ($VD1$, $VD2$) можно заменить на КД509, КД521, КД522, а операционные усилители К553УД1А ($DA1$—$DA3$) — на К153УД1А, К533УД2, К157УД2. Можно также использовать операционные усилители К140УД6 или К140УД7, но в этом случае в комп-

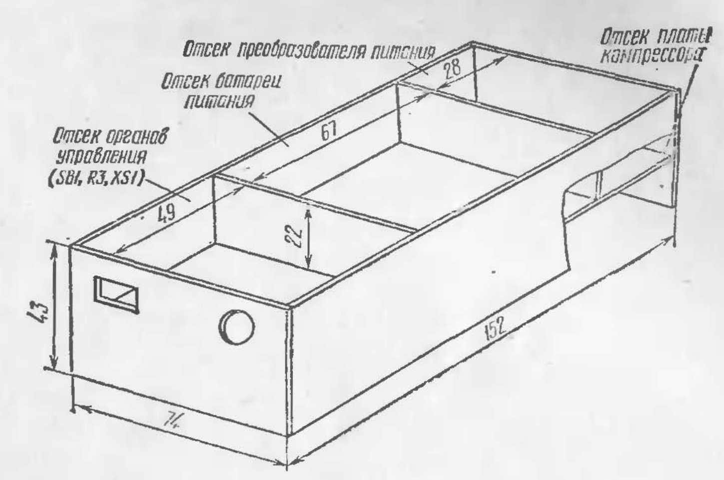


Рис. 4. Корпус компрессора

рессоре надо будет исключить корректирующие цепи *C1R4*, *C8R8*, *C14R13* и конденсаторы *C2*, *C9*, *C15*.

В преобразователе напряжения можно применить любые низкочастотные маломощные транзисторы структуры *p-n-p*, а в выпрямителе — импульсные точечные диоды с обратным напряжением не менее 30 В. Вместо указанного светодиода подойдет любой из серий АЛ102, АЛ307 или АЛ310. Отличие будет только в цвете и яркости свечения индикатора.

Трансформатор *T1* намотан на торроидальном сердечнике из феррита марки М3000НМ-1 типоразмера К20×10×5. Коллекторные обмотки содержат по 16 витков провода ПЭВ-1 0,19, базовые — по 8 витков такого же провода. Обмотка выпрямителя намотана проводом ПЭВ-1 0,12 и содержит 180 витков с отводом от середины.

Необходимо отметить, что для питания компрессора можно использовать (вместо преобразователя напряжения) две батареи «Крона». Потребляемый ток при этом будет около 6 мА.

Компрессор смонтирован в корпусе размерами 152×74×45 мм, изготовленном из листового фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм (рис. 4).

Для налаживания компрессора на разъем *XS1* при нажатой кнопке *SB1* подают от звукового генератора (вместо микрофона) сигнал частотой 2 кГц напряжением около 0,5 В. К выводу *10* микросхемы *DA1* подключают осциллограф, на экране которого должна быть видна синусоида, ограниченная снизу и сверху симметрично. С уменьшением уровня входного сигнала ограничение положительных и отрицательных полуволн должно прекращаться одновременно.

Далее проверяют работу второго каскада при постепенно растущем от нуля напряжении входного сигнала. При этом наблюдают форму напряжения на выводе *10* микросхемы *DA2*. Сначала амплитуда синусоиды будет расти, затем наступит ограничение, рост сигнала замедлится и совсем прекратится. Благодаря фильтру нижних частот составляющие высших гармоник ограниченного сигнала подавятся, и на резисторе *R11* выделится синусоидальное напряжение первой гармоники, т. е. частоты 2 кГц.

Компрессор испытывался с коротковолновым трансивером, а также с маломощным передатчиком в диапазоне 144 МГц. Во всех случаях корреспонденты отмечали, что при проведении радиосвязей в условиях помех и при слабых сигналах включение компрессора приводило к возрастанию громкости и улучшению разборчивости сигналов.

ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С ДВУХТАКТНЫМ ВХОДОМ

И. Паздников

В большинстве широко распространенных бестрансформаторных усилителей мощности звуковой частоты выход предварительного каскада, работающего в режиме класса А, не симметричен по отношению к входу оконечного двухтактного каскада, симметричного по своей природе. Это обстоятельство не позволяет обеспечить оптимальное согласование каскадов усилителя, что приводит к возникновению дополнительных нелинейных искажений.

В предлагаемом усилителе мощности колебаний звуковой частоты, схема которого показана на рис. 1, предварительный каскад, как и оконечный, выполнен двух-

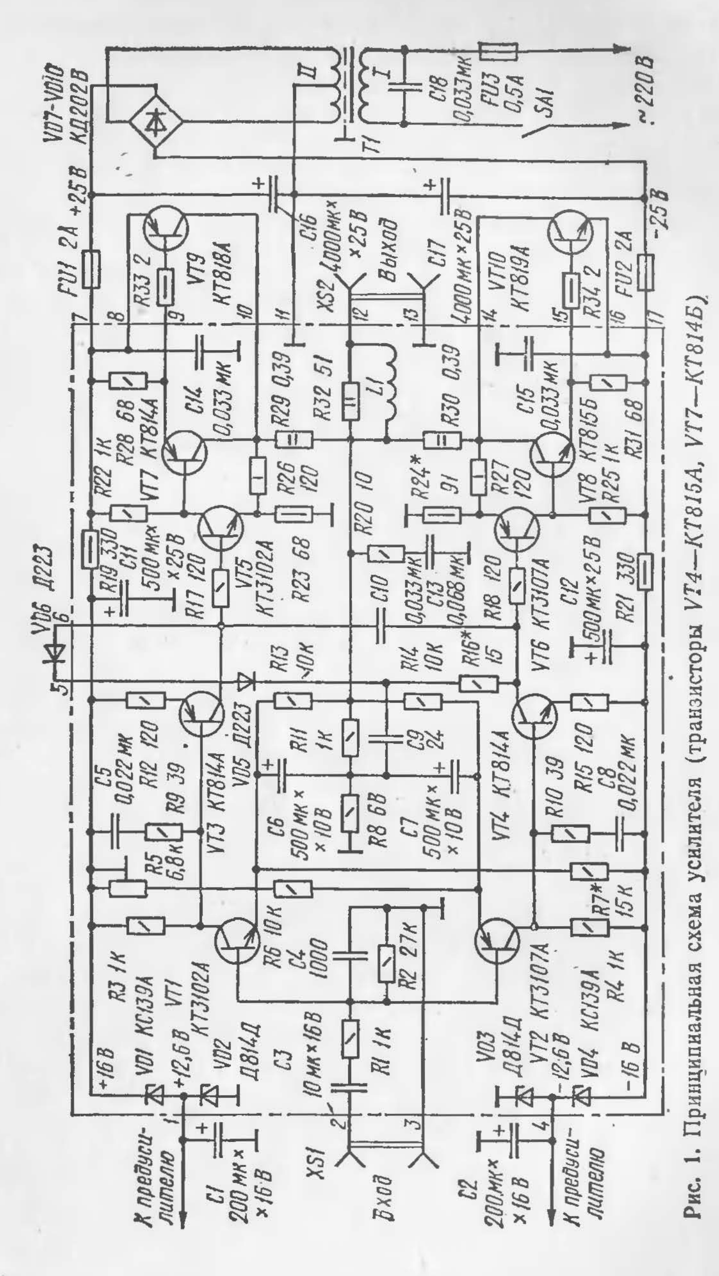


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя (транзисторы VT4—KT815A, VT7—KT814Б)

тактным. Использование единой принципиальной основы для построения всех каскадов усилителя создает условия для оптимального согласования каскадов и, как следствие этого, для снижения нелинейных искажений усилителя. Кроме того, общеизвестно, что двухтактные каскады обладают такими немаловажными преимуществами, как пониженная чувствительность к пульсациям питающего напряжения и меньший уровень четных гармоник. Симметричность всех каскадов усилителя позволила без принятия специальных мер устранить щелчки, которые слышны в динамических головках громкоговорителя при включении и отключении питания.

Техническая характеристика усилителя

Номинальный диапазон частот, Гц	20...20 000
Номинальная выходная мощность на нагрузке сопротивлением 4 Ом при коэффициенте гармоник не более 0,04 % в номинальном диапазоне частот, Вт	20
Максимальная выходная мощность, Вт	35
Номинальное входное напряжение, В	0,77
Относительный уровень фона и шумов, дБ	—90
Входное сопротивление, кОм	20
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее	10

Питается усилитель от сети переменного тока напряжением 220 В. Блок питания, в который входят сетевой трансформатор *T1*, диоды *VD7—VD10*, включенные по мостовой схеме, и конденсаторы *C16—C18*, обеспечивает усилитель двуполярным напряжением ±25 В постоянного тока.

Предварительный каскад усилителя выполнен на комплементарных парах транзисторов *VT1*, *VT2* и *VT3*, *VT4*. Напряжение питания каскада стабилизировано параметрическими стабилизаторами на стабилитронах *VD1*, *VD2* и *VD3*, *VD4* и на резисторах *R19*, *R21*. Конденсаторы *C11*, *C12* уменьшают пульсации питающего напряжения. Напряжение ±12,6 В, снимаемое со стабилитронов *VD2* и *VD3*, используется для питания предусилителя.

Напряжение смещения на эммитерных переходах транзисторов *VT1*, *VT2* задается делителями напряжения *R7R13* и *R5R6R14* соответственно. Включение резисторов делителей, определяющих напряжение смещения, в эмиттерные цепи транзисторов, а не в базовые, как это

обычно делается, позволило исключить влияние делителей на входное сопротивление каскада. Дело в том, что базовый ток транзистора *VT1* примерно равен базовому току транзистора *VT2*, так как эти транзисторы являются комплементарными. Поэтому через резистор *R2* будет протекать разностный базовый ток этих транзисторов сравнительно малой силы, что позволит выбрать резистор *R2* с относительно большим сопротивлением и получить повышенное входное сопротивление усилителя.

Кроме того, при включении усилителя постоянная времени зарядки конденсаторов *C6* и *C7*, определяемая в основном параметрами цепочек *R7C6* и *R5R6C7*, оказывается довольно большой. Поэтому в начальный момент включения, когда в цепях питания усилителя имеют место переходные процессы, входные транзисторы, а следовательно, и весь усилитель оказываются практически закрытыми. По этой причине обычно слышимый громкий щелчок в головке громкоговорителя при включении усилителя полностью отсутствует. Отсутствуют также какие-либо помехи на выходе усилителя и при отключении источника питания.

Конденсаторы *C6* и *C7* обеспечивают прохождение через эмиттерные переходы транзисторов *VT1* и *VT2* переменной составляющей сигнала.

Резисторы *R8*, *R12*, *R15* в эмиттерных цепях транзисторов предварительного каскада служат для создания местной отрицательной обратной связи по току.

Питание предварительного каскада усилителя стабилизированным напряжением, эмиттерная стабилизация режима транзисторов по постоянному току, использование комплементарных пар транзисторов обеспечивают высокую стабильность работы каскада при изменениях температуры, колебаниях напряжения питания и смене транзисторов.

Оконечный каскад усилителя также выполнен на комплементарных парах транзисторов *VT5* и *VT6*, *VT7* и *VT8*, *VT9* и *VT10*. Кроме симметрии, преимуществом такого каскада является возможность получения от него усиления по напряжению. Это позволило уменьшить амплитуду максимального сигнала на выходе предварительного каскада. В результате облегчился режим работы транзисторов предварительного каскада, появилась

возможность ввести в цепи питания этого каскада стабилизаторы напряжения.

Для снижения нелинейных искажений в оконечный каскад введена глубокая местная отрицательная обратная связь. Напряжение ООС поступает с коллекторов выходных транзисторов *VT9*, *VT10* через низкоомные делители напряжения, составленные из резисторов *R26*, *R23* и *R27*, *R24* в цепи эмиттеров транзисторов *VT5*, *VT6* соответственно. Коэффициент усиления по напряжению оконечного каскада, определяемый отношением сопротивлений резисторов делителей, около 2,7. Глубина этой местной ООС около 20 дБ. Напряжение смещения для транзисторов *VT5* и *VT6* первого каскада оконечного усилителя создается за счет падения напряжения на диодах *VD5*, *VD6* и резисторе *R16*, включенных в коллекторные цепи транзисторов *VT3*, *VT4* предварительного каскада. Температурная стабилизация тока покоя выходных транзисторов *VT9*, *VT10* обеспечивается диодами *VD5*, *VD6*. Один из них (*VD6*) размещен на теплоотводящем радиаторе любого из выходных транзисторов.

Отрицательная обратная связь по постоянному напряжению с выхода усилителя через резисторы *R13*, *R14* в цепи эмиттеров транзисторов *VT1*, *VT2* обеспечивает необходимую стабильность постоянной составляющей выходного напряжения. Смещение нулевого уровня выходного напряжения на всех режимах работы усилителя не превышает ±40 мВ.

Весь усилитель мощности охвачен общей отрицательной обратной связью глубиной около 50 дБ. Напряжение ее подается с выхода усилителя через резистор *R11* в эмиттерные цепи входных транзисторов *VT1*, *VT2*. Элементы *C5*, *R9*, *R10*, *C8*, *C9* корректируют амплитудно-частотную характеристику каскадов усилителя для обеспечения устойчивости его работы при введении общей ООС. Резисторы *R20*, *R32*, конденсатор *C13* и катушка *L1* — элементы коррекции АЧХ усилителя в области высших звуковых частот при реактивном характере нагрузки усилителя.

Детали усилителя, обведенные на схеме штрих-пунктирной линией, смонтированы на печатной плате, выполненной из фольгированного гетинакса (рис. 2). Постоянные резисторы — МЛТ, С5-16В (*R29*, *R30*) и МОН-0,5 (*R33*, *R34*).

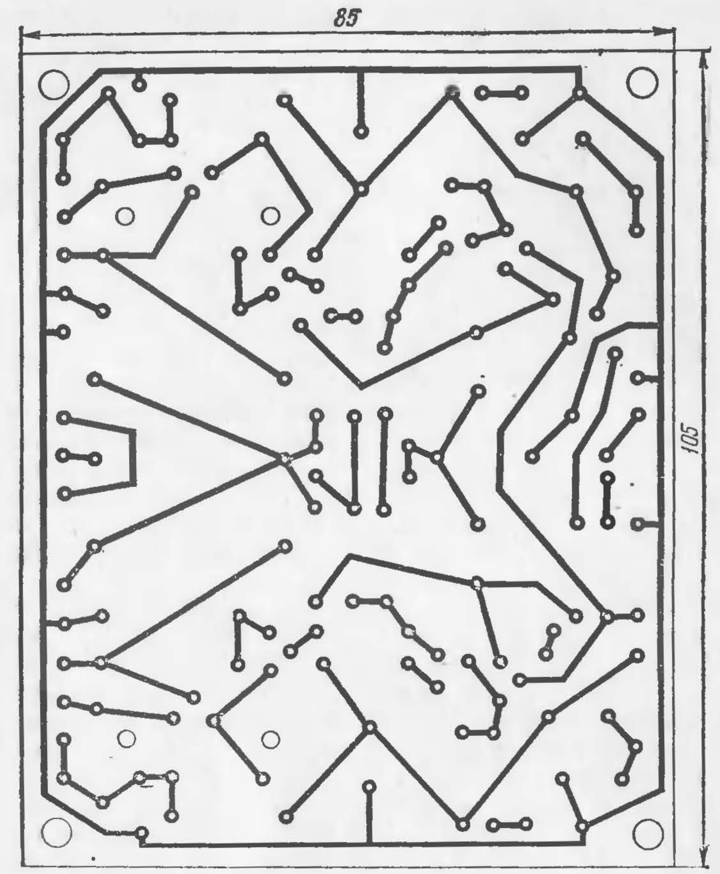
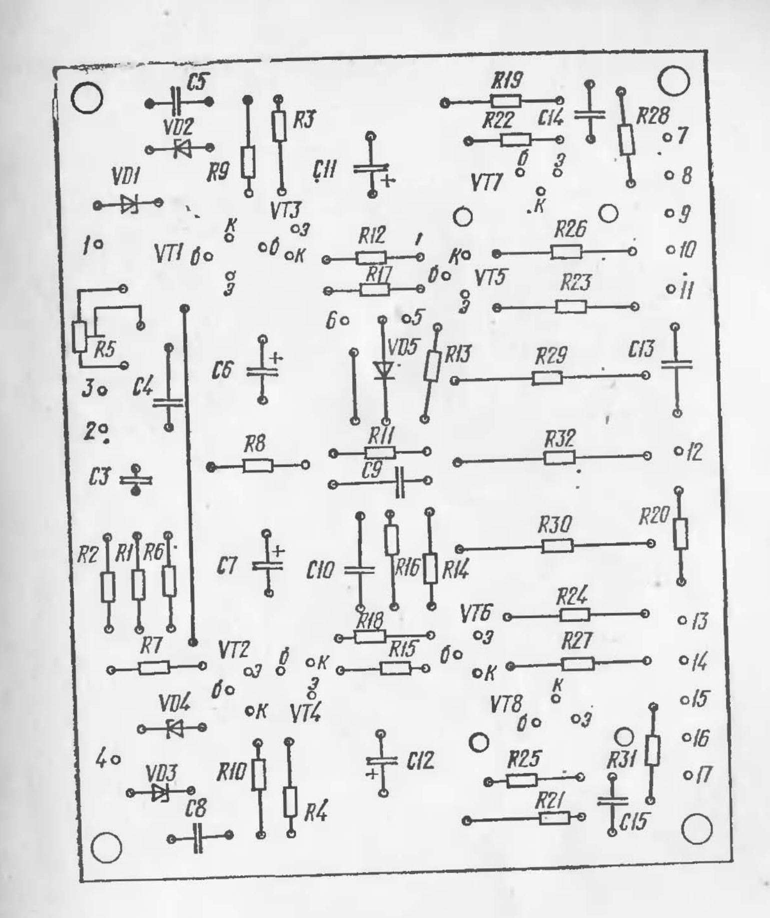


Рис. 2. Печатная плата усилителя и схема размещения деталей



Подстроечный резистор *R5* — СПЗ-16. Резисторы *R33* и *R34* припаяны непосредственно к базовым выводам транзисторов *VT9* и *VT10* соответственно. Катушка *L1* намотана на корпусе резистора *R32* проводом ПЭВ-2 0,8 в один слой до заполнения его корпуса. Все электролитические конденсаторы, использованные в усилителе,— К50-6; конденсаторы *C4, C5, C8, C10, C13*—*C15* — КМ, *C18* — МБМ, на номинальное напряжение не менее 400 В, *C9* — КТ-1.

Выходные транзисторы *VT9* и *VT10* установлены на ребристых теплоотводящих радиаторах из алюминия,

имеющих площадь охлаждения около 300 см². Радиаторы транзисторов *VT7* и *VT8* представляют собой прямоугольные пластины из алюминия толщиной 2 мм. Они закреплены в специальных отверстиях диаметром 2 мм, сделанных в печатной плате. Размеры этих теплоотводящих радиаторов и крепление их на печатной плате показаны на рис. 3. Диод *VD6* приклеивают к радиатору транзистора *VT9* в непосредственной близости от его корпуса.

Сетевой трансформатор *T1* блока питания можно выполнить на магнитопроводе из пластин Ш24, толщина

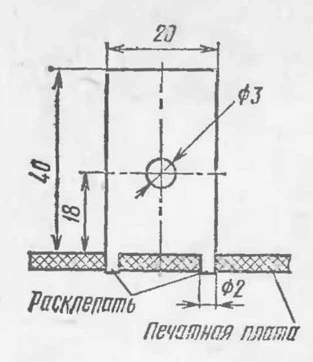


Рис. 3. Теплоотводящий радиатор для транзисторов *VT7* и *VT8* и крепление его на плате

набора 36 мм. Его первичная (сетевая) обмотка должна содержать 900 витков провода ПЭВ-2 0,35, вторичная — 156 витков провода ПЭВ-2 0,9 с отводом от середины. Между первичной и вторичной обмотками имеется электростатический экран, выполненный в виде одного слоя провода ПЭВ-2 0,35. Можно также использовать сетевой трансформатор от бытовой радиоаппаратуры с габаритной мощностью не менее 60 Вт, заменив лишь его вторичную обмотку. Число витков вторичной обмотки следует рассчитать таким образом, чтобы обеспечить на каждой из ее половин переменное напряжение 18 В.

В описываемом усилителе применены транзисторы без какого-либо подбора по параметрам. Вместо транзисторов КТ3102А (*VT1*, *VT5*) можно рекомендовать КТ3102Б, КТ342Г, КТ315В, а вместо КТ3107А (*VT2*, *VT6*) — КТ3107Б, КТ361В, КТ361Д. Транзистор КТ814А (*VT3*) можно заменить транзисторами серий КТ502, КТ814, а КТ815А (*VT4*) — транзисторами серии КТ503, КТ815 с любым буквенным индексом. Вместо транзистора КТ814Б (*VT7*) подойдут КТ814В, КТ814Г, а вместо КТ815Б (*VT8*) — КТ815В, КТ815Г. Выходные транзисторы КТ818А, КТ819А можно заменить на аналогичные им мощные *p-n-p* и *n-p-n* транзисторы с любыми буквенными индексами.

Предварительный усилитель, совместно с которым работает усилитель мощности, выполнен на операционном усилителе К140УД1Б (описан в статье О. Шмелева «Универсальный предварительный усилитель НЧ» в «Радио», № 2 за 1978 год). Возможно использование других предусилителей, обеспечивающих выходное напряжение не менее 1 В на нагрузке сопротивлением 20 кОм. Однополярное напряжение питания на предусилитель в этом случае целесообразно подавать с конденсатора *C16* или *C17* через развязывающий фильтр или стабилизатор. Конденсаторы *C1*, *C2* при этом можно исключить, стабилитроны *VD1*—*VD4* заменить на Д814А, а сопротивления резисторов *R19*, *R21* увеличить до 620 Ом. Пары стабилитронов *VD1*, *VD4* и *VD2*, *VD3* необходимо подобрать с одинаковыми напряжениями стабилизации. Разница их напряжений стабилизации при токе 10... 20 мА не должна превышать 5 %.

Приступая к налаживанию усилителя, движок подстроечного резистора *R5* устанавливают в среднее положение. Нагрузку пока не подключают. После включения питания подстроечным резистором *R5* устанавливают нулевой потенциал на выходе усилителя. После этого проверяют ток покоя транзисторов *VT3*, *VT4*, который должен быть в пределах 4,5...5,5 мА. При необходимости требуемое значение тока покоя устанавливают подбором резистора *R7*, каждый раз вновь устанавливая нулевой потенциал на выходе резистором *R5*. Затем подбором резистора *R16* устанавливают ток покоя выходных транзисторов *VT9*, *VT10* в пределах 150...200 мА. При этом цепи питания предусилителя должны быть подключены к конденсаторам *C1*, *C2*. Если предусилителя пока еще нет, то параллельно стабилитронам *VD2* и *VD3* следует подключить резисторы сопротивлением 1,5 кОм на мощность рассеяния 0,25 Вт — они будут эквивалентом цепи питания предусилителя. Если этого не сделать, то через стабилитроны *VD2*, *VD3* будет протекать недопустимо большой ток.

Полярность включения конденсатора *C3* уточняют после подключения предусилителя. Здесь желательно использовать неполярный электролитический конденсатор К50-6.

В случае самовозбуждения усилителя на ультразвуковых частотах в первую очередь нужно попытаться устранить это явление, увеличив емкость конденсатора *C9*. В ряде случаев, при некоторых сочетаниях примененных транзисторов, для устранения самовозбуждения может потребоваться подключение параллельно резисторам *R22*, *R25* конденсаторов емкостью 500...5000 пФ (припаивают со стороны печатных проводников платы). Емкость подбираемых конденсаторов должна быть минимальной, но такой, чтобы при подключении параллельно резистору *R11* резистора сопротивлением 390 Ом самовозбуждение не возникало. Этот дополнительный резистор увеличивает глубину общей ООС на 10 дБ. Оптимальный подбор емкостей дополнительных конден-

саторов обеспечивает некоторый запас устойчивости работы усилителя, охваченного ООС. Без такого запаса устойчивости не всегда удается полностью устранить самовозбуждение усилителя на ультразвуковых частотах в моменты пиков амплитуды усиливаемого сигнала, что приводит к заметным на слух искажениям выходного сигнала.

Проверке на наличие запаса устойчивости указанным здесь способом следует подвергнуть вновь смонтированный усилитель и в том случае, когда подбор дополнительных конденсаторов не потребовался.

В заключение подбором резистора *R24* симметрируют оконечный каскад, добиваясь минимума четных гармоник на высших звуковых частотах при максимальной выходной мощности или, в крайнем случае, добиваются симметричного ограничения сигнала по изображению на экране осциллографа. Подбор сопротивления этого резистора осуществляют путем припаивания параллельно ему со стороны печатных проводников дополнительного резистора МЛТ-0,25 необходимого номинала.

Для оценки коэффициента гармоник $K_г$ налаженного усилителя была использована приставка к осциллографу, предложенная в статье И. Акулиничева «Приставка к осциллографу для оценки качества усилителей», опубликованной в журнале «Радио», № 4 за 1980 год. По методике, изложенной в статье, сначала определялись так называемые частные коэффициенты гармоник $K_{гi}$, выражающие отношение амплитуды какой-либо i-й гармоники выходного сигнала к амплитуде первой гармоники в процентах. После этого рассчитывался общий коэффициент гармоник по формуле

$$K_г = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} K_{гi}^2}.$$

Для выделения сигнала той или иной гармоники между выходом приставки и входом Y осциллографа включался однозвенный *LC*-фильтр, настроенный на частоту исследуемой гармоники. Так, например, для сигнала частотой 20 кГц, поданного на вход усилителя, определяют частные коэффициенты для 2, 3, 4 и 5-й гармоник выходного сигнала. Предварительно производят симметрирование выходного каскада усилителя подбором резистора *R24* по минимуму частного коэффициента 2-й гармоники.

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С УЛУЧШЕННЫМ СПЕКТРОМ ГАРМОНИК И ВОПРОСЫ ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

А. Дьяконов

Считается, что усилители мощности звуковой частоты на биполярных транзисторах (по сравнению с ламповыми или выполненными на полевых транзисторах) обладают более широким спектром гармоник [1]. Это во многих случаях действительно так, однако существенно то, что эффект «транзисторного» звучания у различных усилителей одного класса проявляется далеко не одинаково [2]. Очевидно, существуют какие-то конструктивные особенности, влияющие на подобный эффект, но как их определить? Ведь традиционный коэффициент гармоник сам по себе не дает полной информации об искажениях аппаратуры звуковой частоты, а спектральный анализ не всем доступен, к тому же в обоих случаях не учитывается влияние структуры искажений на слуховое восприятие. Выход из такого положения все-таки есть, причем сложной измерительной аппаратуры для этого не потребуется.

Чтобы исправить недостатки принятых методов оценки нелинейных искажений, можно, например, вместе со значением коэффициента гармоник указывать его уровень относительно порога слышимости, измеренный в условиях наибольшей заметности искажений, при этом величина порогового коэффициента гармоник $K_{г.п}$ будет служить условной характеристикой особенностей спектра гармоник (разумеется, в строго определенных условиях измерений). Для этой же цели возможно и применение следующих параметров.

Приведенный коэффициент гармоник:

$$K_{г.пр} = \frac{\sqrt{U_2^2 + (K_3U_3)^2 + \ldots + (K_nU_n)^2}}{U_1},$$

где K_n — весовые коэффициенты, определяющие степень слуховой восприимчивости n-й гармоники относительно второй.

Приведенный коэффициент гармоник равен коэффициенту второй гармоники, который по заметности для слуха эквивалентен данным нелинейным искажениям с широким спектром гармоник.

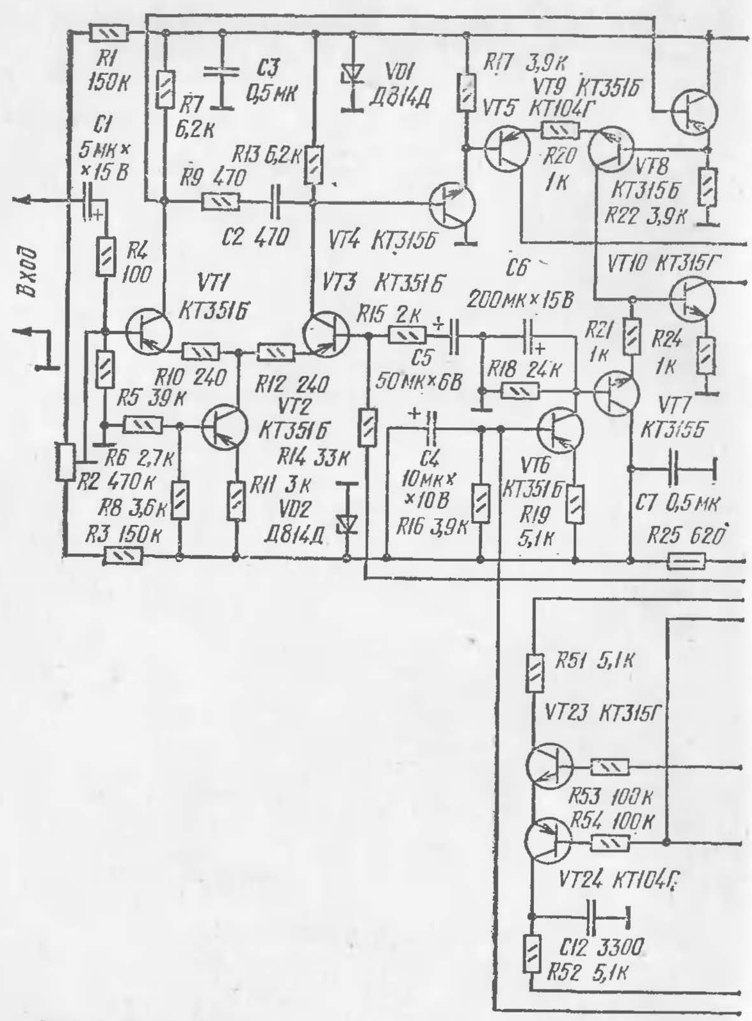
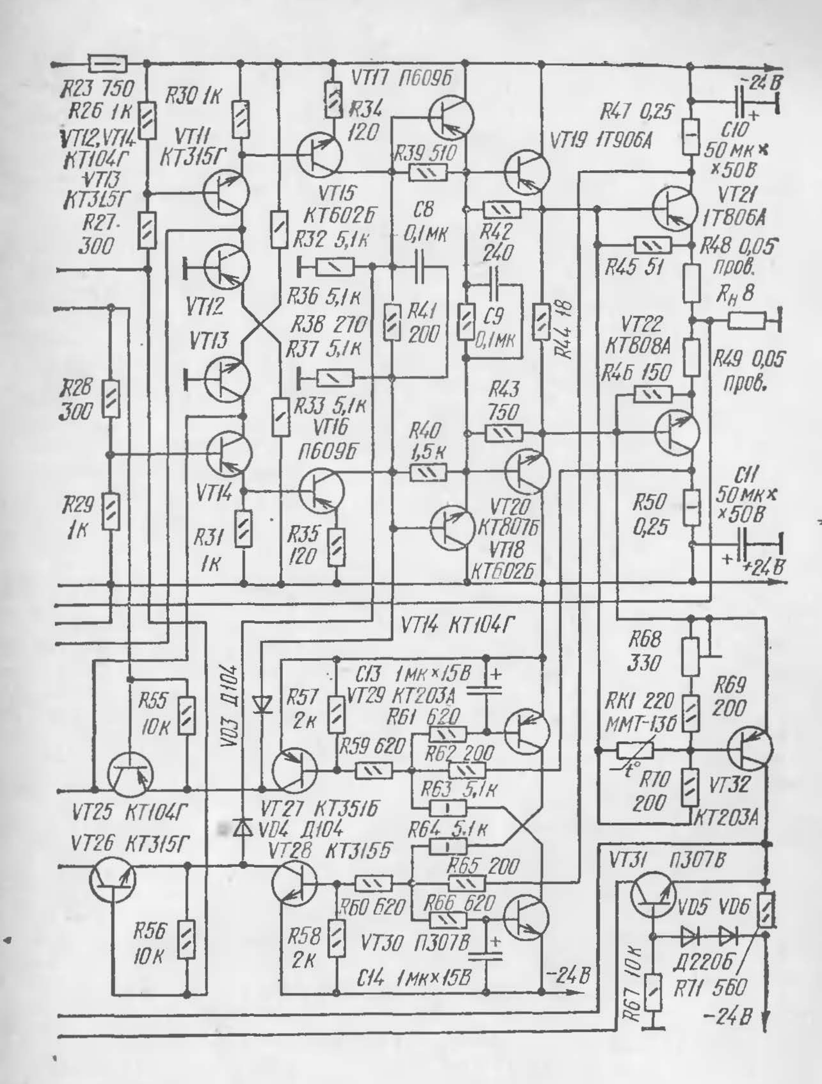


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя

Интегральный весовой коэффициент, позволяющий сравнивать спектры гармоник, равен

$$K_u = \frac{K_{г.пр}}{K_г} = \sqrt{\frac{U_2^2 + (K_3U_3)^2 + \ldots + (K_nU_n)^2}{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}},$$

где $K_г$ — коэффициент гармоник.



При измерениях на пороге слышимости будем иметь $K_{и.п} = K_{2.п}/K_{г.п}$, а поскольку величина $K_{2.п}$ (порог заметности второй гармоники) в данных условиях будет постоянной, получаем простую связь между показателями особенностей спектров гармоник: $K_{г.п}K_{и.п} = K$. Показатель $K_и$ является более общим, так как может быть измерен при различном уровне искажений.

3 Зак. 2667

Для практической оценки указанных параметров необходимо на фоне первой гармоники, имеющей оптимальный уровень громкости, произвести сопоставление звучания данного сигнала гармоник, снимаемого с выхода измерителя нелинейных искажений, со звучанием второй гармоники. Добившись при этом субъективно одинаковой громкости (заметности) обоих сигналов путем регулировки их уровня, который для одного из них должен быть нормированным, определяют интегральный весовой коэффициент $K_и$, равный отношению действующих напряжений сигнала второй гармоники к данному сигналу гармоник. В этих условиях нетрудно определить и порог заметности искажений. Приведенный коэффициент гармоник будет равен $K_{г.пр} = K_и K_г$.

Предложенная методика была использована в экспериментах с усилителями, при этом учитывались также особенности осциллограмм сигналов гармоник, в результате были сделаны следующие выводы:

1. В области высоких номеров гармоник спектральный состав искаженного сигнала усилителя мощности, работающего в режиме класса АВ, определяется в основном особенностями открывания и закрывания транзисторов оконечного блока, при этом более резкому излому линии нагрузки соответствует и более широкий спектр гармоник выходного сигнала.

2. Обеспечить сравнительно плавное переключение транзисторов можно за счет выбора достаточно большого тока покоя выходного каскада при условии снижения уровня запирающих напряжений, действующих на переходах база — эмиттер транзисторов.

3. Недостаточно высокая частота среза исходного усилителя приводит к дополнительному увеличению доли высших гармоник, поскольку в таком случае глубина общей ООС, а значит, и степень ослабления амплитуды гармоник снижается по мере роста их номера.

4. Разброс параметров транзисторов на низких частотах обычно влияет на амплитуду второй гармоники, а с повышением частоты многое зависит от схемных особенностей: здесь для максимального повышения граничной частоты каждого каскада целесообразно вводить глубокие местные ООС.

Принципиальная схема предлагаемого усилителя, построенного с учетом выявленных мер по улучшению спектра гармоник, приведена на рис. 1. К дополнительным особенностям конструкции можно отнести применение улучшенной системы термостабилизации, позволяющей исключить влияние температуры транзисторов предвыходных каскадов на ток покоя оконечного каскада; наличие более надежной системы защиты от токовой перегрузки выхода, работающей по принципу электронной блокировки; конструкция отличается также высокой доступностью для повторения.

Весь усилитель охвачен общей ООС, глубина которой по постоянному току составляет 58 дБ, а по переменному — 33 дБ, кроме того, в каждом отдельном узле создана глубокая местная ООС, что позволило стабилизировать глубину общей ООС, а значит, и повысить устойчивость усилителя к воздействию различных дестабилизирующих факторов.

Техническая характеристика усилителя

Номинальное входное напряжение, В	0,775
Входное сопротивление, кОм	30
Выходное сопротивление, МОм, не более	10
Неравномерность АЧХ, дБ, в диапазоне частот 0,02...1000 кГц, не более	±1
Верхняя граничная частота, кГц, соответствующая спаду максимальной выходной мощности на 3 дБ, не менее	500
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее	50
Частота среза, кГц, исходного усилителя	30
Номинальная выходная мощность, Вт, на нагрузке сопротивлением 8 Ом	20
Коэффициент гармоник, %, а также уровень нелинейных искажений, дБ, относительно его порога слышимости, при номинальной (и на 10 дБ меньшей) выходной мощности, на частоте, Гц:	
20	0,004, —38 (0,002, —43)
63	0,004, —32 (0,002, —49)
1000	0,004, —45 (0,002, —60)
10 000	0,008 (0,005)
20 000	0,018 (0,012)
Относительный уровень фона и шума, дБ, в полосе частот, кГц:	
0,02...1000	—96
0,02...20	—113

Измерение коэффициента гармоник проводилось двумя методами, давшими примерно одинаковые результаты: первый метод основан на измерении разностного напряжения, для чего из входного вычиталась часть выходного напряжения с применением соответствующей фазовой коррекции; второй метод — косвенный, основан-

ный на измерении коэффициента гармоник исходного усилителя с последующим делением на коэффициент, соответствующий глубине общей ООС. Пороговый коэффициент гармоник оценивался параллельно по предложенной методике (условия измерений: суммарный сигнал — $U_{вых} = U_1 + U_г$ — прослушивался на стереотелефоны «ЭХО», ТДС-101, при этом сигнал высших гармоник $U_г$ периодически отключался и снова включался — таким образом определялся порог его заметности на фоне синусоидального сигнала U_1, соответствующего первой гармонике; оптимальное напряжение U_1 на частотах 20, 63 и 1000 Гц составило соответственно 2,5, 1 и 0,3 В).

Принцип работы. Входной сигнал усиливается предусилителем (*VT1—VT10*), отличительная особенность которого — два выходных тока, позволяющие достигнуть полностью симметричной раскачки последующих каскадов, при этом сумма модулей выходных токов $|I_{к.VT5}| + |I_{к.VT10}|$, которая в данной конструкции автоматически регулируется, будет определять режим всех каскадов по постоянному току. С нагрузок предусилителя — резисторов *R26* и *R29* — падения напряжения передаются через эмиттерные повторители (*VT11* и *VT14*) на базы транзисторов усилителя напряжения больших амплитуд (*VT15* и *VT16*). Усиление тока обеспечивает выходная группа эмиттерных повторителей (*VT17—VT22*) — здесь для сужения спектра гармоник выходного сигнала увеличен ток покоя выходного каскада и снижены уровни входных запирающих напряжений, возникающих на переходах база — эмиттер транзисторов *VT21*, *VT22* в процессе усиления, за счет уменьшения сопротивлений эмиттерных резисторов *R48* и *R49*. Особенности предвыходных каскадов — увеличенный ток покоя и повышенная линейность — способствуют улучшению условий раскачки выходного каскада.

Очевидно, что любая из принятых мер по улучшению спектра гармоник приводит к ухудшению температурной стабильности тока покоя выходного каскада. Однако приемлемые результаты все-таки были получены благодаря применению усовершенствованной системы термостабилизации, в которой создана также более жесткая термокомпенсация.

Система термостабилизации по своему основному принципу работы относится к традиционным термокомпенсирующим системам с использованием датчиков тем-

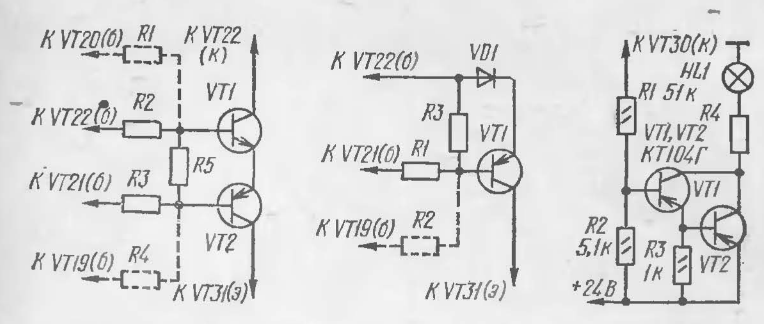


Рис. 2. Первый вариант схемы термокомпенсирующего узла
Рис. 3. Второй вариант схемы термокомпенсирующего узла
Рис. 4. Схема устройства индикации

пературы, которыми в данном случае являются терморезистор *RK1* и транзистор *VT32*, имеющие тепловой контакт с корпусами выходных транзисторов. Однако предлагаемая система исключает воздействие температуры транзисторов предвыходных каскадов на ток покоя оконечного каскада и, кроме того, обеспечивает высокую стабильность режима по постоянному току всех предыдущих каскадов, включая даже часть транзисторов предусилителя. Такие свойства достигнуты благодаря применению дополнительной цепи ООС по постоянному току. Регулируемым параметром здесь является напряжение между базами выходных транзисторов; это напряжение преобразуется в ток термокомпенсирующим узлом, выполненным на транзисторе *VT32*, ток коллектора которого затем инвертируется транзистором *VT31* и передается в цепь базы транзистора *VT6* предусилителя, построенного так, что от величины управляющего сигнала на базе отмеченного транзистора зависит суммарный ток, снимаемый с выходов предусилителя, а поскольку от данной суммы токов зависит режим всех последующих каскадов, то образуется замкнутая система автоматического регулирования. Величина регулируемого напряжения, а значит, и ток покоя оконечного каскада определяется в основном параметрами термокомпенсирующего узла: сопротивлениями резисторов *RK1*, *R68—R70* и напряжением база — эмиттер транзистора *VT32*.

Термокомпенсирующий узел можно выполнить и по другой схеме: возможные варианты приведены на рис. 2

и рис. 3, при этом конкретные схемы входных делителей напряжения (*R1—R5*), предназначенных для установки тока покоя, будут зависеть от материалов полупроводников *VT21*, *VT22* (см. рис. 1) и *VT1*, *VT2*, *VD1* (см. рис. 2 и рис. 3). Наиболее предпочтительно иметь входное напряжение данных узлов ниже регулируемого — в этом случае применяются только резисторы, изображенные сплошными линиями, а в противном случае вводятся еще и резисторы, изображенные штриховыми линиями. Датчики температуры — *VT1* и *VT2* или *VD1* и *VT1* — устанавливаются на корпусах выходных транзисторов.

Недостаток данной системы термостабилизации — значительное увеличение тока покоя при перегрузке усилителя входным сигналом. Дело в том, что в перегрузочном режиме постоянное напряжение между базами выходных транзисторов резко уменьшается, а поскольку работа системы основана на восстановлении заданной величины регулируемого напряжения, то в течение перегрузочных интервалов времени режим усилителя будет смещаться в сторону увеличения тока покоя, что без принятия дополнительных защитных мер приведет к перегреву выходных транзисторов.

Исключить возможность неограниченного нарастания тока покоя в перегрузочном режиме удалось благодаря введению специальной системы защиты (*VT23—VT26*), которая в течение перегрузочных интервалов времени вырабатывает ток $I_{К.VT24}$, используемый для закрывания транзистора *VT31*, при этом ток покоя будет уменьшаться, но не мгновенно, а по мере разрядки конденсаторов *C4* и *C6*. Достаточная инерционность системы стабилизации режима способствует тому, что ток покоя практически не снижается в случае незначительной перегрузки при усилении сигнала звуковой частоты, поскольку пиковые амплитуды такого сигнала, как правило, весьма кратковременны. Но в то же время отмеченная инерционность является пренебрежимо малой в сравнении с инерционностью тепловых цепей.

Система защиты усилителя от токовой перегрузки выхода (*VT27—VT30*) построена так, что прежде всего ограничивает выходной ток благодаря тому, что открывающиеся при перегрузке транзисторы *VT27* и *VT28* шунтируют выходные токи предусилителя, причем шунтирование происходит через переходы база — эмиттер

транзисторов *VT25* и *VT26*, поэтому одновременно начинает работать и рассмотренная выше система защиты от перегрузки по постоянному току. Узел электронной блокировки (*VT29* и *VT30*) срабатывает в зависимости от продолжительности перегрузки, в результате оконечный блок транзисторов переходит в устойчивое закрытое состояние, а предусилитель переводится на режим малых выходных токов. После устранения причины перегрузки для приведения усилителя в рабочее состояние необходимо выключить и снова включить питание. Время срабатывания блокировки определяется емкостями помехозащитных конденсаторов *C13* и *C14* и составляет 1,5 мс; ток срабатывания около 3,5 А.

При желании можно ввести индикацию перегрузки. Проще всего для этой цели применить светодиод, например АЛ102Б, который в соответствующей полярности включается последовательно с резистором *R63* или *R64*. Однако более надежный вариант — выполнить устройство индикации по схеме, приведенной на рис. 4; резистор *R4* подбирается в зависимости от типа индикатора *HL1*, которым может быть как светодиод, так и сигнальная лампа.

Как уже отмечалось, усилитель обладает повышенной устойчивостью. Конкретно это подтверждается следующим.

Коэффициент передачи напряжения исходного усилителя $K_{н.и}$ в случае применения идеальных транзисторов, имеющих коэффициент передачи тока в схеме с общей базой, равный $\alpha = 1$, будет определяться, как видно из схемы, только сопротивлениями резисторов эмиттерных и коллекторных цепей дифференциального каскада и усилителя напряжения больших амплитуд:

$$K_{н.и} = \frac{R7 + R13}{R10 + R12}\,\frac{R36 \parallel R37}{R34 \parallel R35} = \frac{6200 + 6200}{240 + 240}\,\frac{5100 \parallel 5100}{120 \parallel 120} = 1098\,(60{,}8\ дБ).$$

Практический $K_{н.и} = 790$ (58 дБ), что всего лишь на 2,8 дБ меньше предельного. Запас устойчивости усилителя по глубине общей ООС — не менее 8 дБ, но поскольку $K_{н.и}$, а значит, и глубина общей ООС, не может возрасти более чем на 2,8 дБ, то устойчивость при любых изменениях α будет гарантированной.

Устойчивость к воздействию дополнительного фазового сдвига характеризует такой эксперимент: коллектор-

ные нагрузки выходных каскадов предусилителя шунтировались конденсаторами различной емкости, что позволяло искусственно регулировать частоту среза f_2 в весьма широких пределах; как оказалось, самовозбуждение не возникало даже в том случае, если f_2 была менее 30 кГц, а этому значению, кстати, равна частота среза f_1 первого каскада.

Рассмотренные примеры относятся к вопросу устойчивости, связанному с применением общей ООС, но очевидно, что абсолютная устойчивость в данном отношении не может гарантировать устойчивости вообще, поскольку существуют довольно сложные виды паразитных обратных связей, а кроме того, при работе на комплексную нагрузку, а также при наличии комплексного сопротивления во входной цепи может возбуждаться любой усилитель, в том числе и не охваченный общей ООС. Эффективными средствами защиты от самовозбуждения в таких случаях могут быть такие, как введение защитных резисторов в цепи баз транзисторов, а также применение шунтирующих нагрузок, обладающих достаточно малым активным сопротивлением в основном на высоких частотах.

Конструкция и детали. Выходные транзисторы установлены на стандартных штыревых радиаторах Р115×55, а для транзисторов предвыходного каскада изготовлены ребристые радиаторы площадью поверхности по 70 см².

С целью улучшения динамических характеристик системы термостабилизации датчики температуры закреплены не на радиаторах, а непосредственно на корпусах выходных транзисторов: *VT32* — на корпусе *VT21*, а *RK1* — на корпусе *VT22*; для электрической изоляции датчиков использованы слюдяные прокладки толщиной 40 мкм, при этом применена также смазка ЦИАТИМ-201.

Типы резисторов и конденсаторов некритичны (резисторы *R47* и *R50* составлены из четырех одноомных резисторов, включенных параллельно). Возможности для замены транзисторов весьма широкие — достаточно сказать, что для практической проверки устойчивости отдельные транзисторы заменялись очень низкочастотными, например вместо 1Т806А, 1Т906А и КТ315 применялись соответственно П210А, П217 и МП37А, а вместо П609Б, КТ104Г и КТ351Б — МП25А, но и в этом случае качество работы усилителя оставалось достаточно высоким. При некоторых заменах в каскадах оконечной группы может понадобиться коррекция токов покоя предвыходных каскадов, поскольку силы этих токов связаны с материалом полупроводника транзисторов, по этой же причине следует производить соответствующую корректировку номиналов резисторов $R_{БЭ}$.

Питается усилитель от стабилизированного двуполярного источника.

Налаживание усилителя в случае применения указанных на схеме транзисторов сводится к подстройке основных режимов по постоянному току: резистором *R2* устанавливается нулевое выходное напряжение, а резистором *R68* — ток покоя выходного каскада, равный 200 мА. При необходимости регулируют температурную чувствительность системы термостабилизации путем подбора резистора *R70*.

Дополнительные данные о режимах усилителя по постоянному току в отсутствие усиливаемого сигнала следующие:

$U_{R17} = U_{R22} = 4$ В (*R11*); $U_{R16} = 2$ В (*R18*); $U_{R34} = U_{R35} = 1{,}2$ В (*R38*); $I_{R41} = 8$ мА (*R41*); $I_{R44} = 45$ мА (*R44*); $I_{R71} = 1$ мА (*R71*) — в скобках указаны резисторы, которыми устанавливался данный режим; отклонения режимов от указанных в пределах ±20 % можно считать допустимыми.

Номиналы элементов цепи коррекции по запаздыванию (*R9* и *C2*) подобраны по наилучшей форме фронтов выходных импульсов (на вход подавались прямоугольные импульсы с длительностью фронтов не более 100 нс).

Что же дало применение мер по улучшению спектра гармоник и какие результаты могут быть в других усилителях? Ответы на эти вопросы содержатся в таблицах, где даны как основные, так и второстепенные параметры нелинейных искажений в зависимости от тока покоя выходного каскада $I_п$, выходной мощности $P_{вых}$ (на $R_н = 8$ Ом), уровня искажений, а также схемного решения оконечного блока (измерения производились на частоте 1 кГц при отключенной общей ООС). В табл. 1 (рис. 5) приведены результаты измерений в исходном усилителе (см. рис. 1), а в табл. 2 — с оконечным блоком эмиттерных повторителей, выполненным по традиционной схеме (рис. 6).

Величина $K_и$ определялась для двух случаев: при сигнале высших гармоник усилителя на 6 и 20 дБ выше

Таблица 1

$I_п$, мА	$P_{вых}$, Вт	$K_г$, %	K_U	$K_{г.пр}$, %	Форма напряжения гармоник
20	20	0,15	33(18)	5,0(2,7)	
	2	0,35	23(12)	8,1(4,2)	
70	20	0,15	17(10)	2,6(1,5)	
	2	0,12	14(7,5)	1,7(0,9)	
200	20	0,18	8,0(4,5)	1,4(0,8)	
	2	0,09	2,0(1,5)	0,18(0,14)	

Таблица 2

$I_п$, мА	$P_{вых}$, Вт	$K_г$, %	K_U	$K_{г.пр}$, %	Форма напряжения гармоник
20	18	0,21	40(23)	8,4(4,8)	
	1,8	0,58	20(12)	12(7,0)	
70	18	0,10	30(17)	3,0(1,7)	
	1,8	0,12	40(22)	4,8(2,6)	
200	18	0,30	15(9,0)	4,5(2,7)	
	1,8	0,33	10(5,0)	3,3(1,7)	

Рис. 5. Таблицы результатов измерений

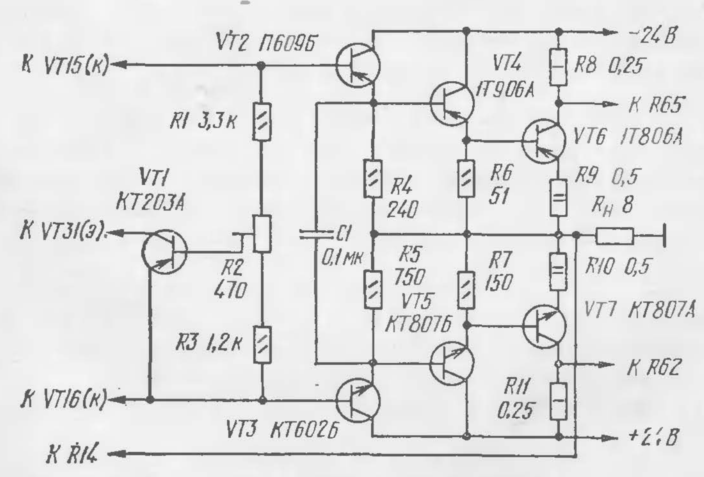
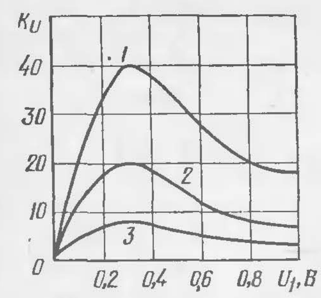


Рис. 6. Схема оконечного каскада (*VT7—КТ808А*)



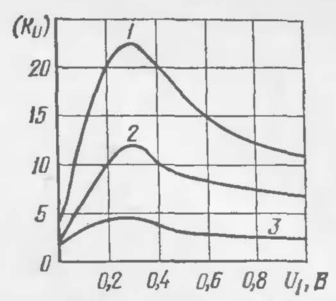


Рис. 7. Влияние напряжения U_1 на коэффициент $K_и$

порога слышимости на фоне первой гармоники, имеющей оптимальный уровень громкости (во втором случае результаты измерений указаны в скобках). Представление о влиянии U_1 на $K_п$ дают рис. 7 и рис. 8, где зависимости *1*, *2* и *3* сняты соответственно при $I_п$=20 мА и $P_{вых}$=18 Вт (табл. 2); $I_п$=20 мА и $P_{вых}$=1,8 Вт (табл. 2); $I_п$=200 мА и $P_{вых}$=20 Вт (табл. 1).

Из таблиц хорошо видно, что предложенный вариант выходного блока при $I_п$=200 мА имеет наилучшие показатели спектра гармоник $K_и$, а основной критерий нелинейных искажений — приведенный коэффициент гармоник — здесь в 3,2...3,4 и 12...18 раз ниже соответственно при номинальной и на 10 дБ меньшей выходной мощности по сравнению с традиционным выходным блоком при том же токе покоя. Кстати, с точки зрения экономичности выбранный ток покоя не является слишком большим, поскольку согласно [3] в данном случае допустимо выбрать $I_п$=350 мА.

Рассмотренный способ сопоставления результатов является условным, так как в действительности уровень нелинейных искажений в одних случаях лежит выше, а в других — ниже порога слышимости, но такой подход необходим для выявления особенностей спектров.

В связи с вопросом, поднятым в статье [4], заметим, что допустимый коэффициент гармоник предложенного усилителя, как следует из технических характеристик, сильно зависит от выходной мощности и частоты и находится в пределах 0,16...2 %. Нижний допустимый предел для традиционных транзисторных конструкций, имеющих более широкий спектр гармоник, должен быть, по-видимому, в несколько раз меньше. Кроме того,

следует учитывать и возможность появления в усилителях каких-либо сложных дефектов, устранение которых, как следует из [5],— задача непростая. Что можно ожидать здесь в принципе? Дополнительные эксперименты по выявлению предельно малой величины $K_г$, находящейся на пороге слышимости, дали такой результат: если форма напряжения гармоник соответствует импульсам краткой прямоугольной формы со скважностью $q=180...400$, то пороговый коэффициент гармоник на частоте 50 Гц оказывается равным 0,002 %, причем то же значение для второй гармоники составило 0,8 %; отсюда получаем и предельную величину интегрального весового коэффициента $K_и=400$.

Таким образом, возникновение такого понятия, как «транзисторное» звучание, объясняется, во-первых, крайним несовершенством оценки нелинейных искажений, а во-вторых, трудностями температурной стабилизации режима транзисторов, при этом, как правило, схемные решения, направленные на повышение температурной стабильности, приводят к расширению спектра гармоник искаженного сигнала и наоборот, например, для схемы рис. 6 можно получить примерно те же результаты, которые указаны в табл. 1, всего лишь снизив сопротивление эмиттерных резисторов *R9* и *R10* до 0,05 Ом, но это приведет к существенному ухудшению стабильности тока покоя, колебания которого могут, в свою очередь, не только расширять спектр гармоник, но и достигать опасных значений для транзисторов. В предложенной системе термостабилизации хотя и уменьшено число дестабилизирующих факторов, но вопрос о стабильности тока покоя во время переходных тепловых процессов и здесь остается открытым. Впрочем, сказанное в малой степени относится к данной конструкции — здесь работа транзисторов не связана со значительными колебаниями температуры полупроводниковой структуры,— но при пересчете усилителя на значительно большую выходную мощность отмеченный вопрос следует иметь в виду.

Добиться абсолютной надежности работы аналогичных систем термостабилизации возможно, например, за счет применения встроенных в выходные транзисторы датчиков температуры, однако более приемлемым решением в оконечном каскаде пока остается считать увеличение сопротивлений эмиттерных резисторов и выбор

сравнительно небольшого тока покоя, поскольку малый уровень нелинейных искажений, находящийся за порогом слышимости, и при широком спектре гармоник вполне обеспечивается такими методами, как оптимизация глубины ООС. Применение мер по сужению спектра гармоник будет, видимо, оправданным в измерительных усилителях.

Литература

1. Майоров А. Еще раз о динамических искажениях в транзисторных усилителях.— Радио, 1977, № 5, с. 45—47.
2. Пикерсгиль А., Беспалов И. Феномен «транзисторного» звучания.— Радио, 1981, № 12, с. 36—38.
3. Майоров А. Тепловой режим усилителя звуковой частоты.— Радио, 1979, № 10, с. 53—55.
4. Лексины Валентин и Виктор. О заметности нелинейных искажений усилителя мощности.— Радио, 1984, № 2, с. 33—35.
5. Витушкин А., Телеснин В. Устойчивость усилителя и естественность звучания.— Радио, 1980, № 7, с. 36, 37.

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

ЦИФРОВОЙ ЭКСПОЗИМЕТР

А. Ануфриев

Качество фотоотпечатков зависит от экспозиции, то есть от освещенности фотоэмульсии в течение времени выдержки. Правильно определить и воспроизвести выдержку при фотопечати, особенно цветной,— не простая задача. Выпускаемые в настоящее время промышленностью фотоэкспонометры, например «Фотон-1м», позволяют решить часть этой задачи, т. е. определить время выдержки для каждого негатива в пределах от 1 до 100 с. Однако для воспроизведения выдержки фотолюбители часто используют реле времени, основанные на аналоговом методе формирования длительностей выдержек, как наиболее распространенные и широко выпускаемые промышленностью. Эти реле времени содержат времязадающие резисторы и конденсаторы, от числа которых в основном зависит стабильность работы приборов. Такие недостатки аналоговых фотореле, как зависимость длительности выдержки от стабильности питающего напряжения, температуры, качества времяза-

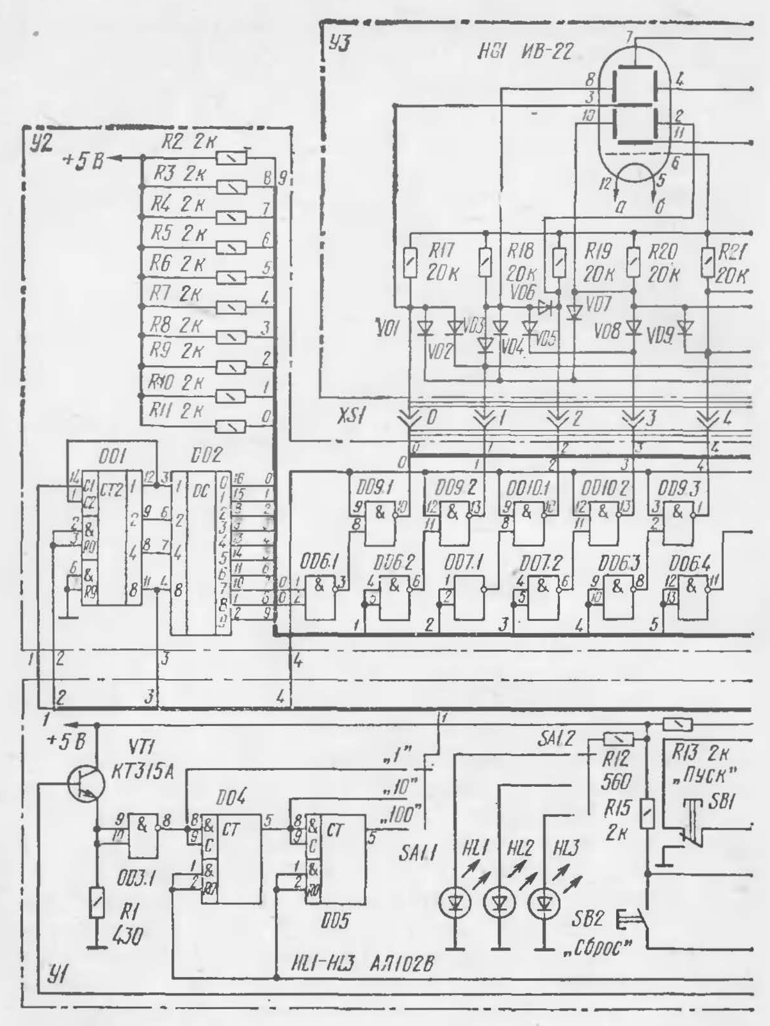
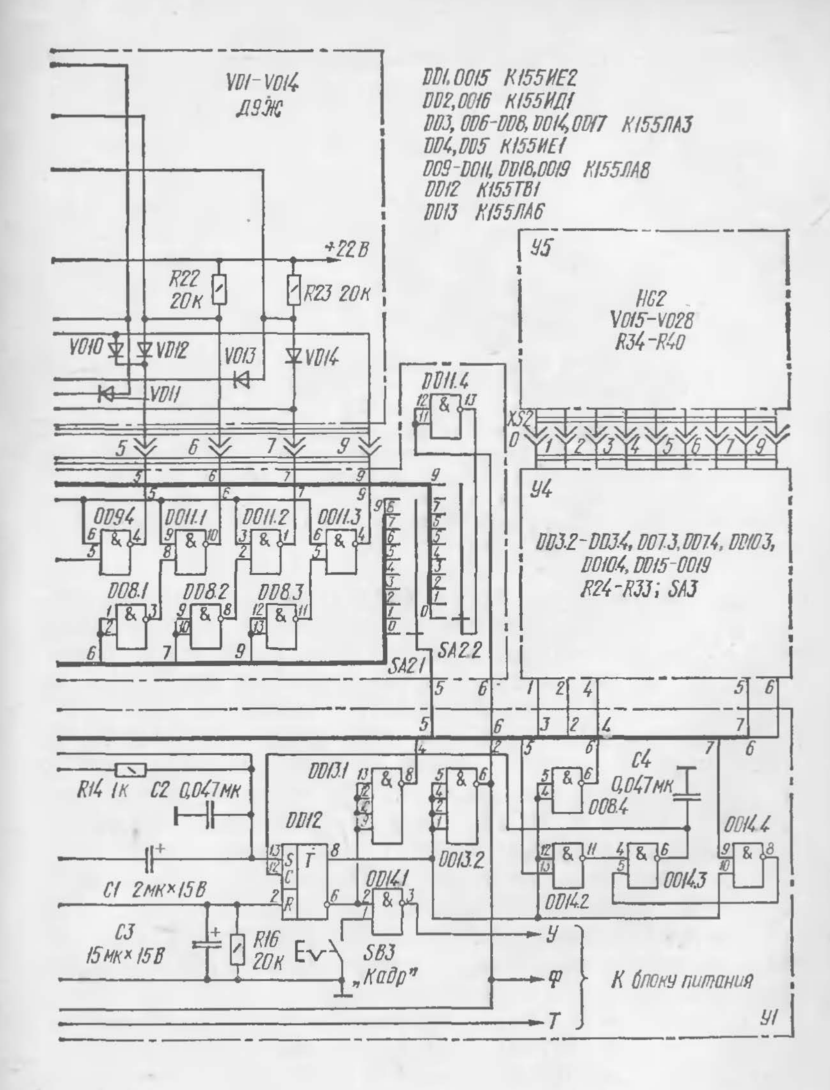


Рис. 1. Схема экспозиметра

дающих цепей, времени между двумя последовательными выдержками, а также ухудшение стабильности выдержки при увеличении ее длительности часто приводят к ошибкам в экспозиции и ухудшению качества фотоотпечатков.

Предлагаемый цифровой фотоэкспозиметр, принцип



работы которого основан на делении частоты задающего генератора, свободен от указанных недостатков. Поскольку формирование выдержек осуществляется цифровым методом, прибор обладает существенными преимуществами в налаживании и повторяемости при относительной простоте и высокой степени стабильности

повторения установленной выдержки, что особенно важно при тиражировании фотоотпечатков. К его достоинствам можно также отнести отсутствие электромагнитных реле и использование в качестве элементов, включающих и выключающих лампы увеличителя и фонаря, симисторов. Это дало возможность полностью развязать от напряжения питающей электросети все органы управления, выводимые на переднюю панель прибора, что очень важно с точки зрения техники безопасности при работе в фотолаборатории.

Фотоэкспозиметр позволяет воспроизводить выдержки от 0,01 до 100 с. Установка выдержки разбита на три диапазона: от 0,01 до 1 с через 0,01 и 0,1 с; от 0,1 до 10 с через 0,1 и 1 с и от 1 до 100 с через 1 и 10 с. Предусмотрена индикация набора длительности выдержки и индикация ее отсчета во время экспозиции, что повышает удобство и оперативность работы в условиях ограниченной освещенности в фотолаборатории. Индикация осуществляется двумя люминесцентными индикаторами ИВ-22. Мощность, потребляемая экспозиметром от сети напряжением 220 В, не превышает 7 Вт.

Принципиальная схема фотоэкспозиметра показана на рис. 1. Он состоит из времязадающей, исполнительной и индикаторной частей. Времязадающую часть образуют формирователь прямоугольных импульсов на транзисторе *VT1* и элементе *DD3.1*, делители частоты на микросхемах *DD4*, *DD5*, счетчики импульсов *DD1*, *DD15* и дешифраторы *DD2*, *DD16*. В исполнительную часть входят триггер управления *DD12*, буферные инверторы *DD13.1*, *DD13.2*, *DD14.1* и устройство совпадения на инверторах *DD14.2—DD14.4*. Индикаторная часть объединяет цифровые индикаторы *HG1*, *HG2* с диодно-резистивными преобразователями десятичного кода в код сегментных индикаторов и инверторы узлов *У2*, *У4*, управляющие индикацией выдержки во время набора или ее отсчета во время экспозиции.

В качестве источника временны́х импульсов используется выпрямленное напряжение электросети, поступающее в базу транзистора *VT1* от блока питания. При этом на выходе элемента *DD3.1* постоянно присутствуют короткие положительные импульсы с частотой следования 100 Гц, соответствующие моментам перехода синусоидального напряжения через нуль. До тех пор, пока триггер управления *DD12* находится в нулевом состоянии, эти импульсы не изменяют состояний делителей *DD4*, *DD5* и счетчиков *DD1*, *DD15*, так как цепь сброса

этих микросхем блокирована напряжением высокого уровня, поступающим с выхода элемента *DD13.2*. При включении фотоэкспозиметра в сеть триггер управления и счетчики устанавливаются в нулевое состояние за счет запаздывания высокого уровня на входе *R* триггера управления при зарядке конденсатора *С3*. В этом состоянии они могут находиться сколь угодно долго. При этом на индикаторах *HG1* и *HG2* формируются цифры, соответствующие положениям переключателей *SA2*, *SA3*, которыми производят набор длительности выдержки в младшем и старшем разрядах соответственно. Поскольку построение обоих разрядов идентично, разберем работу лишь одного из них — младшего.

Формирование цифр в индикаторе *HG1* осуществляется путем гашения не используемых при этом сегментов за счет шунтирования их малым сопротивлением диодов, включенных в прямом направлении. Например, когда экспозиметр находится в ждущем режиме, а триггер *DD12* соответственно в нулевом состоянии, на вход элемента *DD11.4* и на вход соответствующего элемента узла *У4* с выхода элемента *DD8.4* поступает уровень логической 1, открывающий выходной транзистор элемента *DD11.4*. В результате подвижный контакт секции *SA2.2* переключателя *SA2* соединяется с общим проводом, и центральный сегмент индикатора *HG1* (вывод *3*) оказывается замкнутым на катод и гаснет. Таким образом формируется цифра 0. Если переключатель *SA2* перевести в положение *5*, то с общим проводом будут соединены (через диоды *VD12* и *VD10*) выводы *4* и *10* индикатора. Соответствующие сегменты погаснут и сформируется цифра 5. В ждущем режиме выходные транзисторы элементов *DD9.1—DD11.3* оказываются закрытыми нулевым потенциалом, поступающим с выхода элемента *DD13.1*, и не оказывают влияния на индикацию положений переключателя *SA2*.

Высокий потенциал с выхода элемента *DD13.2* кроме установки делителей и счетчиков в нулевое состояние используется для зажигания лампы фонаря. Поступая в базу транзистора *VT4* блока питания (рис. 2), он возбуждает собранный на этом транзисторе блокинг-генератор. Генерируемые им импульсы открывают симистор *VS1* и через лампу фонаря протекает ток, зажигая ее. Аналогичный генератор на транзисторе *VT5* служит для управления симистором *VS2*, включенным последова-

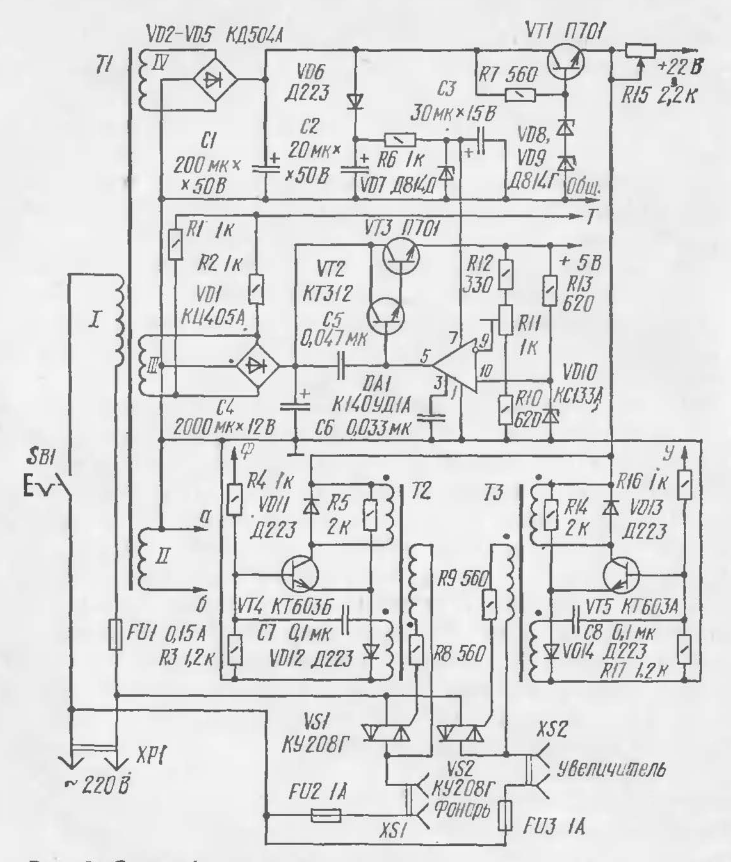


Рис. 2. Схема блока питания экспозиметра

тельно с лампой фотоувеличителя. В ждущем режиме лампа фотоувеличителя не горит, так как в базовую цепь транзистора *VT5* поступает низкий потенциал и открывающие импульсы на симистор *VS2* не проходят. Для наводки на резкость и для кадрирования лампу фотоувеличителя можно зажечь нажатием кнопки *SB3* «Кадр» (рис. 1). В этом случае вход *1* элемента *DD14.1* замыкается на общий провод и на его выходе формируется высокий логический уровень, возбуждающий блокинг-генератор увеличителя.

При нажатии на кнопку *SB1* «Пуск» за счет тока зарядки конденсатора *C1* на входе *S* триггера *DD12*

возникает отрицательный скачок напряжения, и триггер переходит в единичное состояние. При этом закрывается выходной транзистор элемента *DD11.4*, отключая секцию *SA2.2* переключателя *SA2* от диодно-резистивного преобразователя, и подается уровень логической 1 на входы *4* узлов *У2*, *У4*, разрешая формировать цифровую информацию о состоянии счетчиков *DD1*, *DD15*, поступающую с дешифраторов *DD2* и *DD16*. Одновременно снимается уровень логической 1 с цепи сброса делителей *DD4*, *DD5* и счетчиков *DD1*, *DD15*. При этом лампа фонаря гаснет, а лампа фотоувеличителя зажигается.

На вход счетчика *DD1* в зависимости от положения контактов секции *SA1.1* переключателя *SA1* поступают импульсы с периодом следования 10 мс, 100 мс или 1 с, что соответствует емкости счетчика (микросхемы *DD1* и *DD15*) 1 с, 10 с, 100 с. Для индикации положений переключателя *SA1* его секцией *SA1.2* коммутируются светодиоды *HL1—HL3*, играющие роль запятых, разделяющих цифровые индикаторы. Светящийся светодиод информирует о выбранном диапазоне выдержек. По достижении двухразрядным счетчиком емкости счета, установленной переключателями *SA2* и *SA3*, на входе *13* элемента *DD14.2* и входе *9* элемента *DD14.4* окажутся уровни логического 0, а на входах *4* и *5* элемента *DD14.3* соответственно уровни 1. При этом на выходе элемента *DD14.3* формируется отрицательный перепад напряжения, переводящий триггер *DD12* в нулевое состояние, а все устройство — в ждущий режим. С повторным нажатием кнопки *SB1* «Пуск» цикл повторится. Эту кнопку можно держать нажатой сколь угодно долго — на длительности выдержки это не отразится. Для устранения самопроизвольного запуска фотоэкспозиметра в ждущем режиме во время установки переключателями *SA2* и *SA3* необходимой выдержки или при отпускании кнопки «Пуск» после окончания счета предусмотрены конденсаторы *C4* и *C2* соответственно. Кнопка *SB2* «Сброс» служит для оперативного перевода экспозиметра в ждущий режим при ошибках в наборе выдержки.

Для питания фотоэкспозиметра используется сетевой блок с двумя стабилизаторами выпрямленного напряжения. Основной стабилизатор с выходным напряжением 5 В для питания микросхем выполнен на операционном усилителе *DA1*. Он обеспечивает хорошую стабилизацию напряжения при токе нагрузки до 1 А. Практически же

ток, потребляемый микросхемами, не превышает 0,4 А. Применение операционного усилителя позволило устранить сбои в работе фотоэкспозиметра при включении (или выключении) в сеть различных бытовых приборов (пылесоса, холодильника и др.), создающих помехи по цепи питания. Напряжение +5 В на выходе стабилизатора устанавливают подстроечным резистором *R11*.

Стабилизатор напряжения на стабилитронах *VD8*, *VD9* и транзисторе *VT1* служит для питания анодов цифровых индикаторов и ждущих блокинг-генераторов (транзисторы *VT4*, *VT5*), управляющих симисторами. Его выходное напряжение 22 В несколько ниже паспортного значения для индикаторов ИВ-22, но в условиях малой освещенности фотолаборатории более чем достаточно для создания необходимой яркости свечения сегментов. Яркость свечения индикаторов можно регулировать переменным резистором *R15*, находящимся на лицевой панели устройства.

Все детали фотоэкспозиметра размещены на трех печатных платах из двустороннего фольгированного стеклотекстолита. На одной из них смонтирован индикаторный блок (узлы *У3* и *У5*), на второй — детали узлов *У1*, *У2* и *У4*, на третьей — блок питания и симисторы.

Регулирующие транзисторы *VT1* и *VT3* стабилизаторов напряжения установлены на общем радиаторе площадью 40 см², причем транзистор *VT1* изолирован от радиатора слюдяной прокладкой. Транзистор *VT3* может быть серий П702, КТ801 — КТ807, КТ902 — КТ904 с любым буквенным индексом, а *VT1* — серий КТ801, КТ807, КТ904.

Выпрямительный мост КЦ405А (*VD1*) можно заменить на КЦ402 или четырьмя диодами КД202. Вместо диодов КД504А (*VD2—VD5*) можно использовать выпрямительные мосты КЦ402, КЦ405 или диоды серий Д226, КД104. Симистор КУ208Г можно заменить двумя тринисторами серий КУ201, КУ202 с индексами К, Л, М, Н, включив их встречно-параллельно, либо одним таким же тринистором, но включенным в диагональ моста, составленного из мощных диодов серий Д231, Д245 — Д248, КД202К — С. При замене симистора двумя тринисторами импульсные трансформаторы *Т2*, *Т3* необходимо дополнить вторыми управляющими обмотками,

а при подключении к тринисторам их начала и концы поменять местами.

Сетевой трансформатор *Т1* блока питания выполнен на магнитопроводе Ш20×20. Его обмотка *I* содержит 3300 витков провода ПЭВ-2 0,12, обмотки *II* и *IV* — соответственно 22 и 360 витков ПЭЛ 0,35, обмотка *III* — 140 витков провода ПЭЛ 0,55. Трансформаторы *Т2* и *Т3* выполнены на кольцевых сердечниках типоразмера К18×8×5 из феррита 2000НМ. Все обмотки содержат по 40 витков провода ПЭЛШО 0,2. Управляющие обмотки должны быть тщательно изолированы от сердечников и от остальных обмоток. Можно также применить готовые импульсные трансформаторы МИТ-1, МИТ-2.

Микросхемы серии К155 можно заменить на аналогичные микросхемы серии К133. Монтаж микросхем осуществлялся по рекомендациям, опубликованным в журналах «Радио», 1978, № 9, с. 63 и 1979, № 5, с. 63. Для обеспечения хорошей помехозащищенности устройства через каждые шесть-семь микросхем на печатной плате установлено по два конденсатора, которые подключены параллельно проводникам цепи питания. Один из них — электролитический К53-1 емкостью 15 мкФ на номинальное напряжение 15 В, второй — КМ-5 емкостью 0,015 мкФ.

Перед включением собранного экспозиметра в сеть необходимо тщательно проверить монтаж. При исправных деталях и правильно выполненном монтаже он практически никакой настройки не потребует. Налаживание в основном заключается в проверке блока питания, блокинг-генераторов и установке подстроечным резистором *R11* (см. рис. 2) на эмиттере транзистора *VT3* напряжения, равного +5 В. Для облегчения теплового режима микросхем и уменьшения потребляемого ими тока допустимо это напряжение уменьшить до 4,5 В, что, как показала практика, не отражается на работоспособности фотоэкспозиметра.

Для проверки блокинг-генераторов на их входы *Ф* и *У*, отключив предварительно от узла управления *У1*, подают положительное напряжение 2,5...3 В. При этом должна загореться контрольная лампа, подключенная к разъему фонаря или увеличителя. Если лампа не загорается, нужно проверить диоды и транзисторы блокинг-генераторов и симисторы, а при их исправности — наличие импульсов на выходах управляющих обмоток.

Наличие генерируемых импульсов можно проверить с помощью вольтметра на пределе 5...10 В, подключив его к управляющей обмотке импульсного трансформатора. Стрелка вольтметра должна отклониться от нулевой отметки. В противном случае необходимо уменьшить номинал резистора *R4* (*R16*). Если контрольная лампа не загорается даже при наличии управляющих импульсов, что может быть в случае использования симисторов (или тринисторов) с большим открывающим током управляющего электрода, следует уменьшить номинал резистора *R8* (*R9*).

ТЕЛЕМЕХАНИКА

ДЕСЯТИКОМАНДНАЯ АППАРАТУРА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ МОДЕЛЯМИ

А. Анучкин

Описываемая здесь аппаратура, сконструированная на базе приемопередающего комплекса «Сигнал-1» (см. «Радио», 1984, № 6, с. 50—51), предназначена для радиоуправления электрифицированной транспортной игрушкой или моделью на гусеничном ходу, каждая гусеница которой приводится в движение от своего электродвигателя с редуктором.

В состав комплекса «Сигнал-1» входят передатчик и приемник с шаговым реле (в инструкции к комплексу названо командоаппаратом). Подача команд радиоуправляемой модели осуществляется излучением передатчиком импульсно-модулированных одноразовых радиочастотных кодовых посылок. Чтобы подать, например, четвертую команду, оператор должен четыре раза нажать и отпустить кнопку включения передатчика. За это время центральный контакт диска шагового реле приемника должен переместиться на четыре шага, пропуская последовательное кратковременное включение промежуточных команд, например первой, второй и третьей. Для подачи следующей необходимой команды оператор должен заранее подсчитать число нажатий кнопки включения передатчика для перевода центрального контакта шагового реле приемника до положения, при котором модель выполнит соответствующую команду. Этот подсчет затруднителен и не всегда обеспечивает желаемую программу команд.

В предлагаемом варианте аппаратуры телеуправления командный сигнал состоит из серии кратковременных радиочастотных импульсов, число которых определяет номер включаемого исполнительного устройства приемника радиоуправляемой модели. Шаговое реле в приемнике заменено электронным счетчиком, а подсчет необходимого числа радиочастотных импульсов в командном сигнале при нажатии соответствующей кнопки передатчика осуществляется блоком передатчика автоматически. При отпускании любой командной кнопки передатчик излучает серию радиочастотных импульсов, устанавливающих счетчик приемника в нулевое состояние. Аппаратура позволяет включить и выключить исполнительные устройства приемника выборочно в любой последовательности, а также включать некоторые команды на длительное время, с возможностью оперирования в это время другими командами. Время передачи наиболее длительной радиокоманды, состоящей из десяти радиочастотных импульсов, не превышает 0,4 с, что значительно повышает оперативность управления моделью. Повышен и энергоресурс источника питания передатчика. Так, например, если взять усредненное число радиочастотных импульсов на команду (пять импульсов), то время работы передатчика на излучение несущей при передаче этой радиокоманды составит около 0,05 с.

В передатчике предусмотрена кнопка оперативного сброса счетчика приемника и выключения ложной команды, если счетчик приемника отсчитает импульс от радиопомехи.

Схема передатчика приведена на рис. 1. Он состоит из мультивибратора с радиочастотным генератором (входят в блок *А*) и блока управления. Включением блока *А* управляет ключевой транзистор *VT1*. Число радиочастотных импульсов в радиокоманде равно числу включений транзистора *VT1* и может быть от одного до девяти. После передачи радиокоманды транзистор *VT1* закрывается и питание на блок *А* не подается. При этом кнопка управления данной (оперативной) командой должна оставаться нажатой на время исполнения команды моделью.

Команды на сброс счетчика приемника передаются после отжатия любой из кнопок управления *SB1—SB9*.

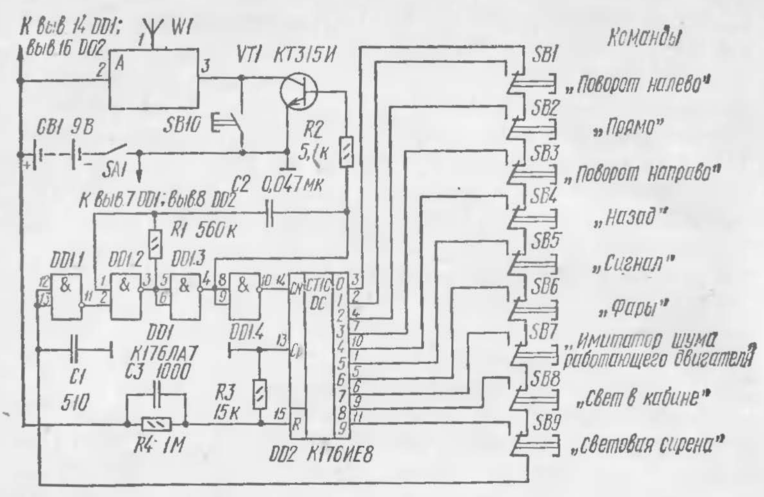


Рис. 1. Схема передатчика

Тем самым счетчик приемника подготавливается к приему следующих команд. Команды, выполняемые в приемнике через триггеры (команды с памятью), включаются от нажатия соответствующих кнопок управления, а при отпускании — остаются включенными. Выключение такой команды происходит при повторном нажатии кнопки управления данной командой.

К примеру, при нажатии командной кнопки *SB7* передатчик излучает радиопосылку из семи радиочастотных импульсов, а после ее отпускания — радиопосылку из трех радиочастотных импульсов. После нажатия этой кнопки передатчика счетчик приемника отсчитает семь импульсов и на его выходе *7* появится сигнал, соответствующий логической 1, который послужит командой для включения седьмого исполнительного устройства. После отсчета еще трех импульсов счетчик приемника примет исходное состояние. Сумма радиоимпульсов, переданная после нажатия и отпускания любой командной кнопки передатчика, всегда равна десяти. Начав считать, счетчик приемника обязательно возвращается в исходное состояние. Таким образом, счетчик передатчика и счетчик приемника работают синхронно и синфазно.

Если счетчик приемника отсчитает ложный импульс, что возможно в условиях сильных радиопомех, то нарушится синфазность работы счетчиков. В этом случае при

нажатии любой командной кнопки передатчика приемник начнет исполнять команду, номер которой сдвинут относительно номера управляющей кнопки передатчика на единицу вперед. Для установки счетчика приемника в исходное состояние нажимают кнопку *SB10* — и передатчик излучает специальный радиочастотный импульс, восстанавливающий синфазность работы счетчиков аппаратуры.

Рассмотрим более подробно работу передатчика.

При включении питания (*SA1*) на *R*-вход счетчика *DD2* через конденсатор *C3* пройдет положительный импульс. Счетчик установится в нулевое состояние. На его выходе *0* (вывод *3*) установится сигнал логической 1. С выхода элемента *DD1.1* сигнал логического 0 поступит на вход (вывод *2*) управляемого генератора, собранного на элементах *DD1.2* и *DD1.3*. Генератор окажется заторможенным. При нажатии на одну из командных кнопок *SB1—SB9*, например *SB6*, на вход элемента *DD1.1*, включенного инвертором, поступит сигнал логического 0, запускающий управляемый генератор. Импульсы с выхода генератора (вывод *4* элемента *DD1.3*) периодически открывают транзистор *VT1*, который подает импульсы питания на блок *A*, состоящий из мультивибратора и радиочастотного генератора. Импульсы, вырабатываемые управляемым генератором, одновременно фиксируются счетчиком *DD2*. Когда на его выходе *6* (вывод *5*) появляется сигнал логической 1, он через контакты нажатой кнопки *SB6* и нормально замкнутые контакты остальных кнопок, расположенных по схеме ниже нажатой, поступит на вход элемента *DD1.1* и затормозит управляемый генератор. Таким образом, число импульсов питания, поданных на блок *A* передатчика, окажется равным номеру нажатой командной кнопки. Передатчик излучит шесть радиочастотных импульсов. При отпускании этой нажатой кнопки вход элемента *DD1.1* окажется вновь подключенным к выходу *0* счетчика *DD2*, на котором в этот момент будет логический 0. Поэтому генератор запустится и будет работать до тех пор, пока на выходе *0* счетчика *DD2* не появится логическая 1. Очевидно, что для этого генератору надо будет выработать четыре импульса. Передатчик при этом излучит четыре радиочастотных импульса, а его счетчик *DD2* установится в исходное состояние.

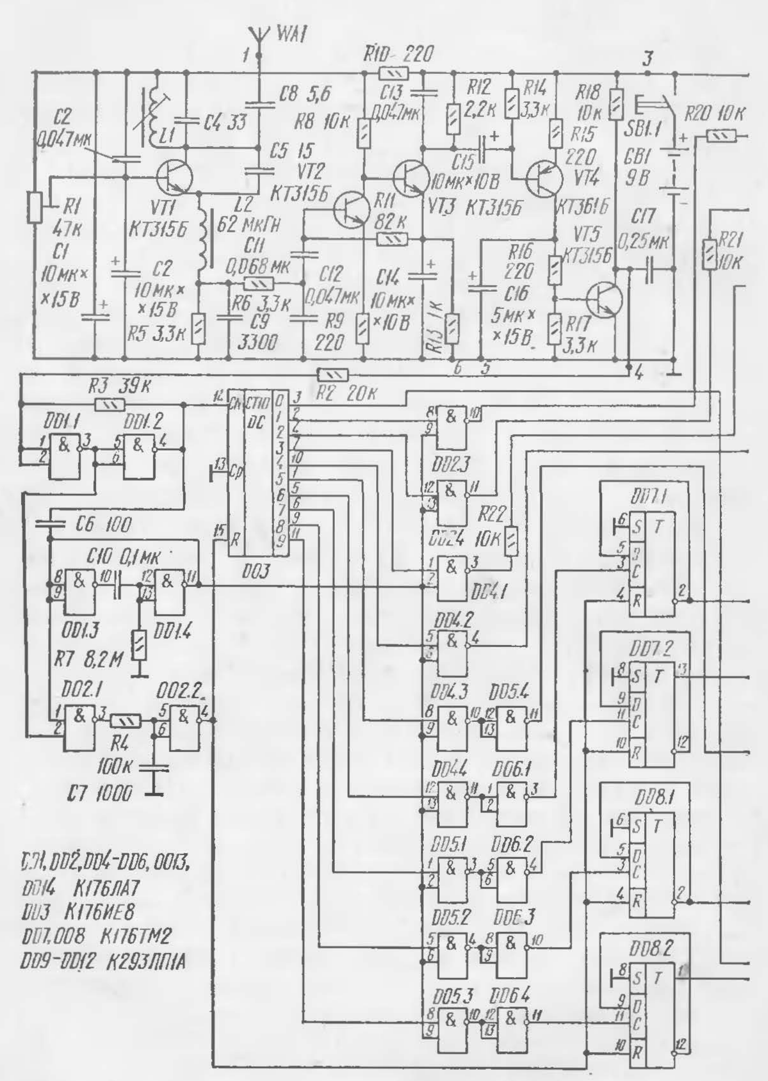
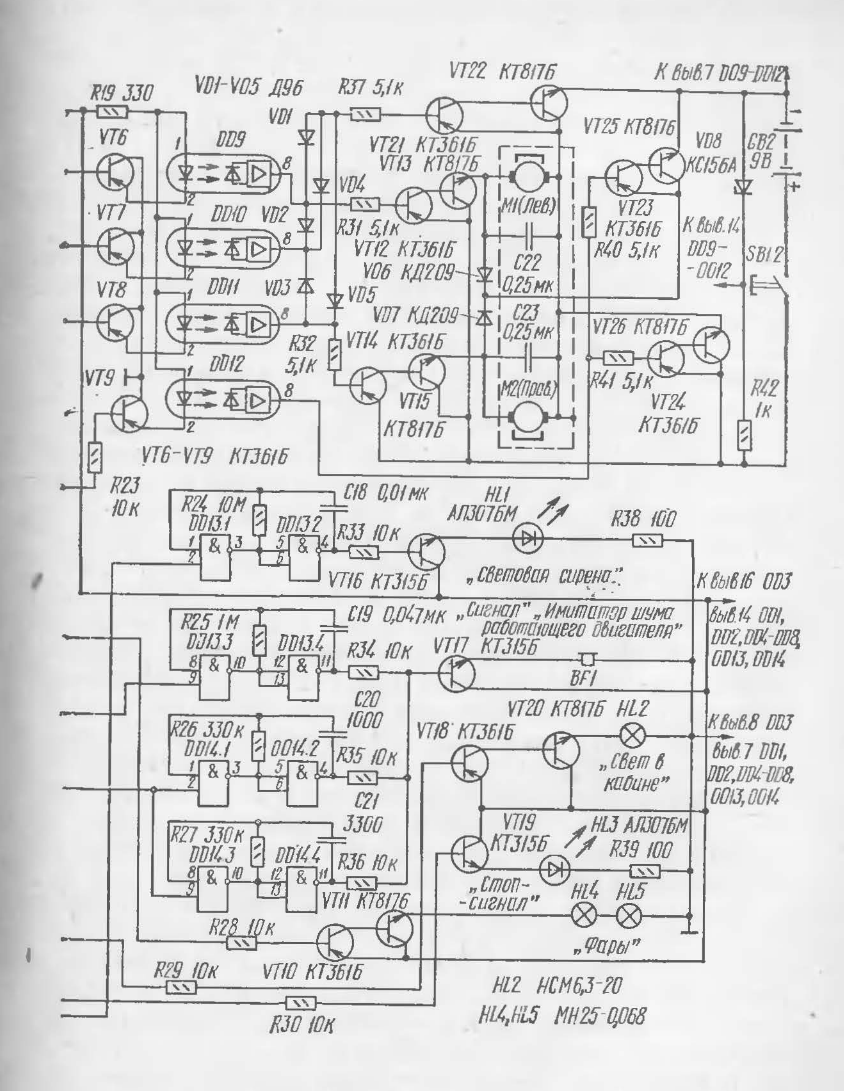


Рис. 2. Схема приемника (кнопка *SB1* должна быть с возвратом вторичным нажатием)



Суммарное число радиочастотных импульсов, излучаемых передатчиком при нажатии и отпускании любой из командных кнопок *SB1—SB9*, будет всегда равно десяти. Кнопка *SB10* предназначена для общего сброса всех команд и установки счетчика приемника в исходное состояние. Радиочастотный импульс сброса отличается от командных радиочастотных импульсов большей длительностью и должен передаваться не менее 0,6 с.

Принципиальная схема приемника показана на рис. 2. Сигнал с антенны *WA1* преобразуется и усиливается сверхрегенеративным детектором, собранным на транзисторе *VT1*. Далее принятый сигнал через фильтр *R6C12* поступает на вход усилителя звуковой частоты, собранного на транзисторах *VT2*, *VT3*, и усиливается до напряжения 0,7...1,5 В. После детектирования и усиления транзисторами *VT4*, *VT5* (усилитель постоянного тока) сигнал в виде серии отрицательных импульсов поступает на вход триггера Шмитта, собранного на логических элементах *DD1.1* и *DD1.2* и обеспечивающего четкое фиксирование фронта и среза импульсов. Тем самым в выходном сигнале устраняется «дребезг», наблюдающийся во время срабатывания транзистора *VT5*. Так как радиочастотный импульс состоит из несущей (27,12 МГц), модулированной колебаниями частоты 1000 Гц, то на базу транзистора *VT4* под действием этого сигнала будут поступать усиленные импульсы звуковой частоты, время воздействия которых равно длительности радиочастотного импульса. Транзистор *VT4* детектирует сигнал звуковой частоты и усиливает выходные импульсы. При этом конденсатор *C16* начинает заряжаться. Его емкость подобрана так, чтобы к моменту окончания действия радиоимпульса он зарядился до напряжения открывания транзистора *VT5* и на его коллекторе появилось отрицательное напряжение. После окончания действия радиочастотного импульса импульсы звуковой частоты на базу транзистора *VT4* не подаются, напряжение на конденсаторе *C16* уменьшается, закрывается транзистор *VT5*.

Если на вход приемника поступит сигнал от короткой высокочастотной помехи, то конденсатор *C16* не успеет зарядиться до напряжения открывания транзистора *VT5*. Уменьшением емкости этого конденсатора можно увеличить скорость прохождения радиокоманды (повысить частоту радиочастотных импульсов передатчика), но

тогда увеличивается вероятность ложного срабатывания от радиопомех, так как конденсатор *C16* будет успевать заряжаться до напряжения срабатывания транзистора *VT5* не только от воздействия на приемник радиочастотного импульса командного сигнала, а и от сигнала помехи.

В радиокомплексе выбрана оптимальная частота следования радиочастотных импульсов в радиокоманде, при которой обеспечивается достаточная скорость передачи радиокоманды и хорошая помехозащищенность. При наличии на входе триггера Шмитта отрицательного напряжения на его выходе (вывод *4* элемента *DD1.2*) появится сигнал логического 0, который через конденсатор *C6* поступит на вход элемента *DD1.3*. На элементах *DD1.3*, *DD1.4* собран ждущий мультивибратор. С приходом переднего фронта первого отрицательного импульса команды он сработает, на выводе *11* элемента *DD1.4* появится сигнал логического 0, который подается на один из входов элементов *DD2.3, DD2.4, DD4.1—DD5.3* и запрещает прохождение через них сигнала логической 1, поступающего на вторые входы этих элементов поочередно с выходов счетчика *DD3* во время отсчета им числа импульсов команды.

Ждущий мультивибратор срабатывает на время, равное примерно 0,5 с, которое выбрано немного больше, чем время (0,4 с) прохождения серии импульсов максимальной команды (9 импульсов), чтобы гарантировать блокировку, которая срабатывает раньше, чем счетчик начнет считать, так как счет счетчиком *DD3* числа поступающих на его вход *CN* отрицательных импульсов происходит по их срезу. Блокировка делает невозможным последовательное срабатывание команд и переключение триггеров во время счета счетчиком числа импульсов команды. Примерно через 0,4 с счетчик зафиксирует число поступивших отрицательных импульсов команды. На его выходе, номер которого равен числу импульсов в радиокоманде, установится сигнал логической 1. Еще примерно через 0,1 с заканчивается импульс ждущего мультивибратора. На его выходе появится сигнал логической 1, который разрешит прохождение сигнала с выходов счетчика *DD3* через элементы *DD2.3*, *DD2.4*, *DD4.1—DD5.3*. Элемент, на один из входов которого поступит сигнал логической 1 с выхода счетчика, на выходе будет иметь сигнал логического 0, который служит

командой на включение соответствующего исполнительного устройства.

Система обеспечивает передачу и прием пяти оперативных команд: «ПОВОРОТ ВПРАВО», «ДВИЖЕНИЕ ПРЯМО», «ПОВОРОТ ВЛЕВО», «ДВИЖЕНИЕ НАЗАД», «ЗВУКОВОЙ СИГНАЛ». Команды «ФАРЫ», «ИМИТАТОР ШУМА РАБОТАЮЩЕГО ДВИГАТЕЛЯ», «СВЕТ В КАБИНЕ», «СВЕТОВАЯ СИРЕНА» включаются через триггеры *DD7.1—DD8.2* и могут быть включенными длительное время. Команда «СТОП-СИГНАЛ» исполняется автоматически при остановке модели.

При включении команды с памятью сигнал логического 0 поступает на один из элементов *DD5.4—DD6.4*, на выходе которого уровень логической 1 включает соответствующий триггер, работающий от переднего фронта положительного импульса. Элементы *DD6.1—DD6.4* нужны для того, чтобы срабатывание команд происходило при нажатии соответствующих командных кнопок, а не при их последующем отпускании, что наблюдалось бы при подаче сигнала логического 0 непосредственно с выходов элементов *DD4.4—DD5.3* на счетные входы триггеров.

Одновременно могут исполняться все команды, включаемые через триггеры, и любая из оперативных. При поступлении продолжительного импульса общего сброса от его переднего фронта срабатывают триггер Шмитта и ждущий мультивибратор. Примерно через 0,5 с на выходе ждущего мультивибратора (вывод *11* элемента *DD1.4*) появится сигнал логической 1. С выхода (вывод *3*) элемента *DD1.1* снимается (импульс сброса еще длится) сигнал логической 1. Совпадение этих двух сигналов на входах элемента *DD2.1* вызовет появление сигнала логической 1 на выходе (вывод *4*) элемента *DD2.2*, который сбросит счетчик *DD3* и триггеры микросхем *DD7*, *DD8* в нулевое состояние. После отпускания кнопки *SB10* передатчика (см. рис. 1) на коллекторе транзистора *VT5* будет присутствовать положительное напряжение, а на выходе (вывод *3*) элемента *DD2.1* — сигнал логического 0, который вызовет появление сигнала логического 0 на выходе (вывод *4*) элемента *DD2.2*. Этот сигнал разрешает работу счетчика *DD3*.

Цепь задержки, выполненная на резисторе *R4* и конденсаторе *C7*, нужна для того, чтобы элемент *DD2.2* не срабатывал от кратковременного совпадения сигналов

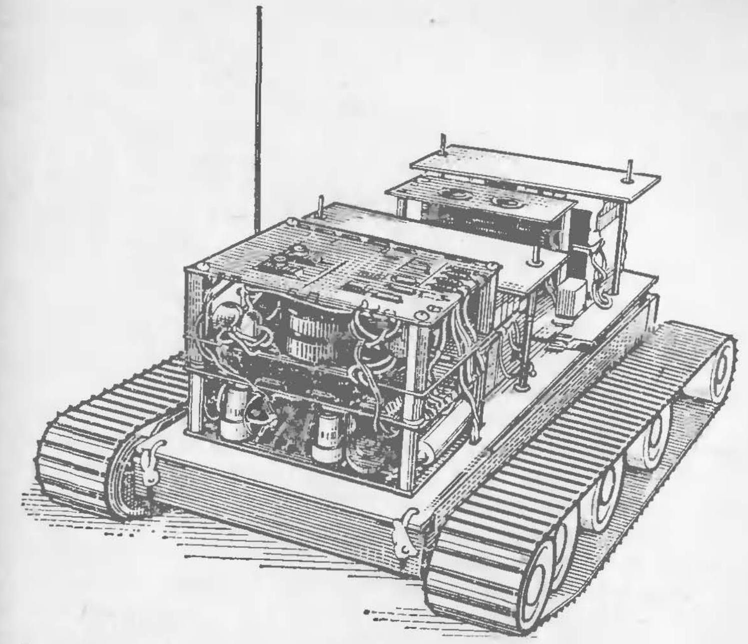


Рис. 3. Приемная аппаратура

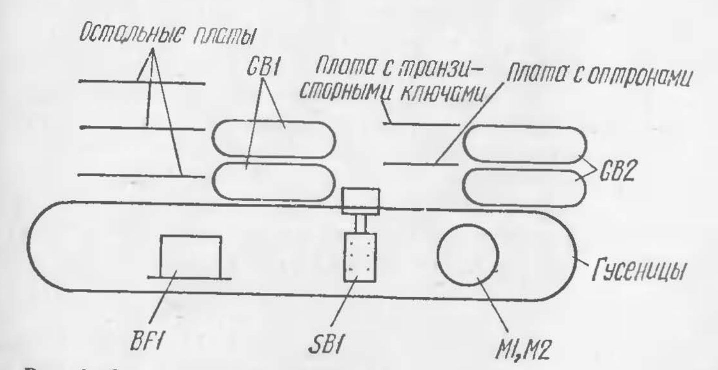


Рис. 4. Схема размещения деталей на модели танка

логической 1 на входах элемента *DD2.1* во время поступления на триггер Шмитта переднего фронта отрицательного импульса команды. Допустим, что триггер Шмитта уже сработал, на его выходе (вывод *3*) элемента

DD1.1 появился сигнал логической 1, а ждущий мультивибратор еще не успел сработать и на выходе (вывод *11*) элемента *DD1.4* еще присутствует сигнал логической 1. Линия задержки устраняет срабатывание элемента *DD2.2* от этих мгновенных совпадений.

Блок управления электродвигателями *M1* и *M2* по питанию развязан от остальной части приемника оптронами *DD9—DD12*. Это необходимо для защиты цепей приемника от помех, возникающих при работе электродвигателей.

Внешний вид приемной аппаратуры, установленной на гусеничной модели, и схема размещения на ней плат, источников питания и других деталей показаны на рис. 3 и 4 соответственно.

При использовании готовых плат передатчика и приемника комплекса «Сигнал-1» и безошибочном монтаже описанный здесь вариант аппаратуры радиоуправления моделями в настройке не нуждается. Детали, которые по схеме на рис. 2 расположены после оптронов, и сами оптроны монтируют на одной общей плате. Эту плату и батарею *GB2* располагают на модели со стороны электродвигателей, чтобы уменьшить емкостную связь между монтажом этой части устройства и деталями и проводниками остальной части устройства — во избежание проникновения наводок от работающих электродвигателей в приемную часть устройства.

На плате приемника комплекса «Сигнал-1» необходимо сделать следующее: заменить два резистора в цепи коллектора транзистора *VT5* одним резистором сопротивлением 10 кОм; электролитический конденсатор *C16* заменить конденсатором емкостью 5 мкФ на номинальное напряжение 15 В; ключевой транзистор *VT6* (на приведенной схеме его нет) удалить; точки *5* и *6* платы соединить проволочной перемычкой; коллекторную цепь транзистора *VT5* зашунтировать на общий провод конденсатором *C17* емкостью 0,25 мкФ (МБМ).

В передатчике можно использовать кнопки МП3-1 или МП9. Включатель питания передатчика *SA1* — ПД9-2. Кнопка включения приемника *SB1* — П2К. Источником питания *GB1* и *GB2* приемника служат две пары соединенных последовательно батарей 3336Л. Для питания передатчика используется батарея «Крона-ВЦ». Транзисторы КТ817Б приемника можно заменить на транзисторы КТ815 с любым буквенным индексом.

Остальные транзисторы можно при необходимости заменить на любые другие маломощные транзисторы соответствующей структуры.

Для монтажных плат использован листовой текстолит толщиной 1,5 мм. Все соединения на платах и межплатные соединения выполнены тонким монтажным проводом. Расположение радиоэлементов на платах произвольное и на работоспособность устройства не влияет.

РАДИОЛЮБИТЕЛЮ-КОНСТРУКТОРУ

ПРИСТАВКА К ПАЯЛЬНИКУ С АВТОМАТИЧЕСКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ МОЩНОСТИ

А. Тычинин

Приставка, внешний вид которой показан на рис. 1, предназначена для дискретного регулирования напряжения на паяльнике и автоматического его понижения при временном прекращении пайки. После снятия паяльника с подставки напряжение на нем вновь возрастает. С помощью этого устройства напряжение на паяльнике можно не только уменьшать, но и увеличивать относительно входного уровня, что позволяет осуществлять качественную пайку при пониженном напряжении электросети. Автоматическое понижение напряжения во время перерыва в пайке, кроме того, уменьшает расход электро-

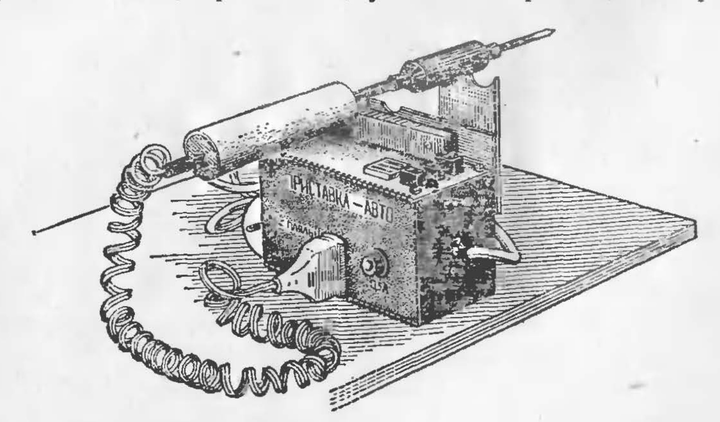


Рис. 1. Внешний вид приставки

Таблица

Положение паяльника	Режим		
	«1»	«2»	«3»
На подставке	156 В	174 В	198 В
Снят с подставки	222 В	234 В	243 В

энергии, предохраняет паяльник от перегрева, а его жало — от излишнего обгорания.

Устройства, обеспечивающие автоматический режим, описаны в статьях А. Еркина «Регулятор температуры электропаяльника» («Радио», 1972, № 9) и А. Аристова «Автомат-регулятор мощности паяльника» («Радио», 1981, № 12). Но в них на паяльник, снятый с подставки, подается полное напряжение сети, а на находящийся на подставке — одну полуволну переменного тока. В таком случае мощность на паяльнике составляет лишь половину от номинального значения, чего недостаточно для поддержания паяльника в постоянной готовности. После снятия паяльника с подставки приходится некоторое время ждать, прежде чем приступить к пайке. Ожидание же создает неудобства в работе. Эти устройства, кроме того, не обеспечивают паяльнику работоспособность при пониженном напряжении сети.

Свободна от указанных недостатков приставка, выполненная по схеме рис. 2. Она способна создать на нагревательном элементе паяльника три пары различ-

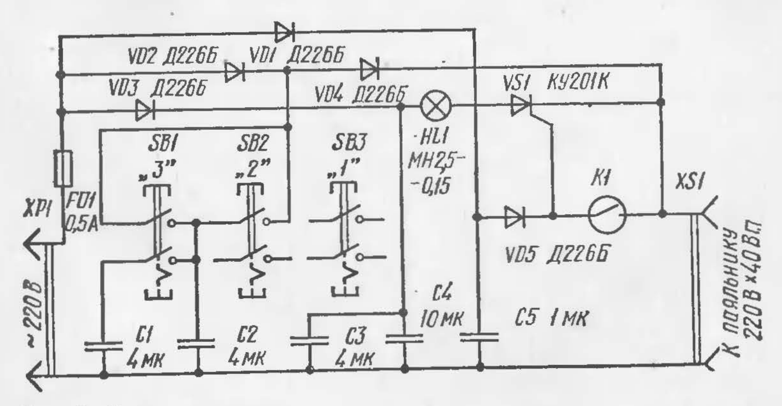
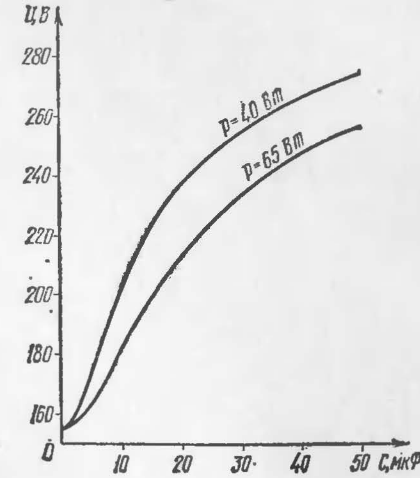


Рис. 2. Схема приставки

Рис. 3. Графики, иллюстрирующие зависимость действующего значения напряжения от емкости конденсатора фильтра при однополупериодном выпрямлении для паяльников разных мощностей



ных напряжений (см. таблицу), что позволяет выбрать оптимальный режим, обеспечивающий постоянную готовность паяльника к работе без перегрева.

Для регулирования напряжения используется свойство зависимости действующего значения напряжения на нагрузке выпрямителя от постоянной временной цепи: конденсатор фильтра — нагрузка. При однополупериодном выпрямлении действующее значение напряжения на активной нагрузке в $\sqrt{2}$ раз меньше одноименного значения входного переменного напряжения. Подключение параллельно нагрузке фильтрующего конденсатора приводит к увеличению напряжения на ней. С увеличением же его емкости действующее значение напряжения стремится к амплитудному (действующее значение напряжения можно определить как среднеквадратичное функции напряжения за период). На рис. 3 приведены графики зависимостей действующего значения напряжения от емкости конденсатора фильтра при однополупериодном выпрямлении для паяльников мощностью 40 и 65 Вт (получены аналитически на цифровой ЭВМ). Пользуясь ими, радиолюбители могут построить приставку с любым желаемым набором выходных напряжений.

Автоматическое переключение напряжения в приставке осуществляет тринистор *VS1*, управляемый датчиком положения паяльника. Датчик же представляет собой систему из постоянного магнита и геркона *K1*. Его детали показаны на рис. 4 слева вверху. При приближении стального корпуса паяльника к датчику зона магнитного поля расширяется и контакты геркона замыкаются.

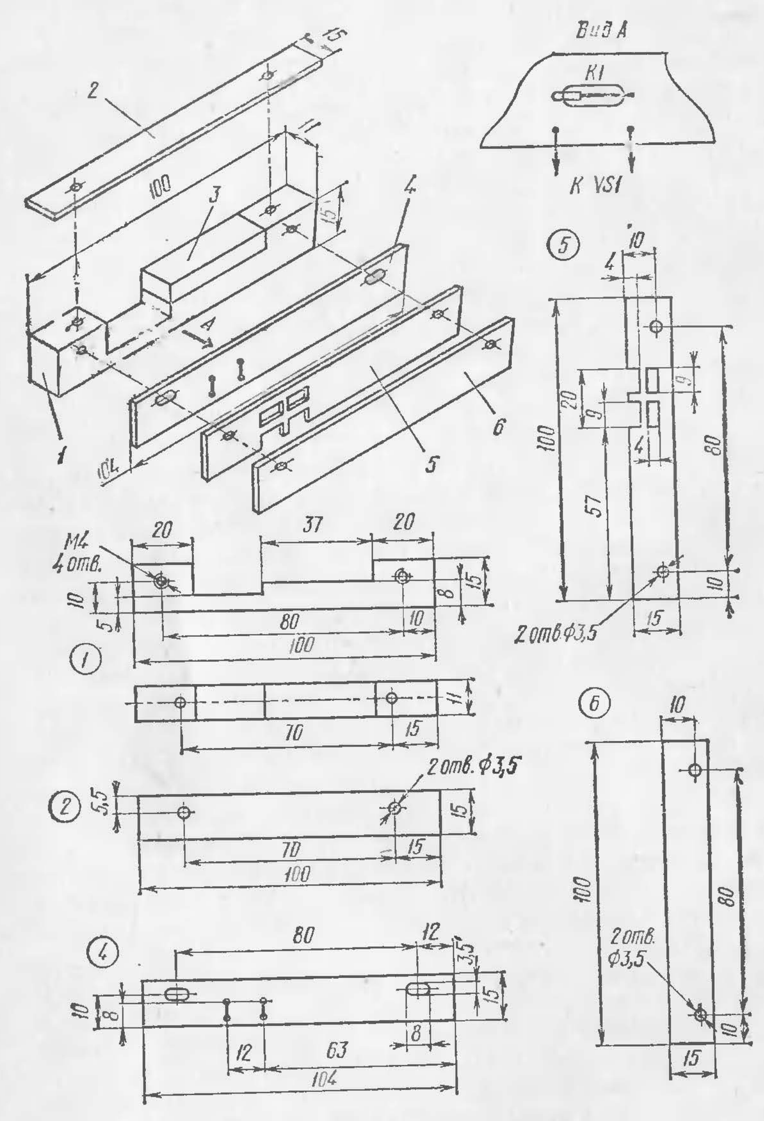


Рис. 4. Детали подставки

Выбор режима работы приставки происходит путем коммутации конденсаторов *C1* и *C2* кнопочными переключателями *SB1* и *SB2*. В первом режиме, когда ни одна из кнопок не нажата, конденсаторы не подключены и однополупериодно-выпрямленное напряжение сети через диоды *VD2* и *VD4* поступает непосредственно на нагрузку. В это время напряжение на нагрузке составляет 156 В (учитывается небольшая прибавка, вносимая конденсатором *C5*). Во втором режиме (нажата кнопка *SB2*) к точке соединения диодов *VD2* и *VD4* подключен конденсатор *C2*, повышающий напряжение на нагрузке до 174 В.

В третьем режиме (нажата кнопка *SB1*) к тем же диодам подключены оба конденсатора — *C1* и *C2*. В этом случае напряжение на нагрузке составит уже 198 В. Через диод *VD3* заряжаются конденсаторы *C3*, *C4*. Если паяльник лежит на подставке, то замкнутые контакты геркона *K1* шунтируют цепь управляющего электрода тринистора *VS1*. Поэтому тринистор закрыт, конденсаторы *C3* и *C4* к нагрузке не подключены и индикаторная лампа *HL1* не горит. Цепочка *VD1C5VD5* служит для формирования управляющего тока тринистора. Когда паяльник снимают с подставки, контакты геркона размыкаются. Разрядка конденсатора *C5* происходит через управляющий переход тринистора. Открываясь, тринистор подключает конденсаторы *C3*, *C4* к нагрузке. Напряжение в первом, втором и третьем режимах возрастает соответственно до 222, 234 и 243 В. Об этом сигнализирует свечение индикаторной лампы *HL1*. Диод *VD4* предотвращает бросок тока через лампу при открывании тринистора, а диод *VD5* исключает появление на его управляющем электроде обратного напряжения.

Кнопка *SB3* нужна только для сброса кнопочных переключателей *SB1* и *SB2* в исходное положение и тем самым установки первого режима работы приставки.

Конструктивно приставка выполнена в виде подставки под паяльник (см. рис. 1). Ее корпус сделан из листового фольгированного стеклотекстолита. Дно и три стенки соединены изнутри пайкой. Передняя стенка с дном и крышкой соединена шарнирно медной проволокой, пропущенной сквозь отверстия, просверленные вдоль краев деталей, что создает свободный доступ к деталям приставки. Датчик положения паяльника, находящийся на крышке (см. рис. 4), состоит из основания *1*,

к которому приклеивают постоянный магнит *3* размерами 37×11×7 мм (от магнитной защелки для дверей). Спереди к основанию крепят плату *4* с герконом, промежуточную планку *5* и планку *6*. Плата с герконом имеет крепежные отверстия овальной формы, что позволяет регулировать расстояние между герконом и магнитом в пределах 2...6 мм. Сверху датчик закрывают стеклотекстолитовой крышкой 2. Закрытая конструкция датчика обеспечивает безопасную работу с приставкой.

Для расширения эксплуатационных возможностей приставки на ее корпусе для паяльника предусмотрено два гнезда, одно из которых находится в зоне чувствительности датчика, другое — вне ее.

В приставке применен геркон типа КЭМ-1 (от электронного настольного калькулятора). Конденсаторы *C1—C5* типа МБГО-2 ±10 % на номинальное напряжение 400 В (могут быть типа МБГЧ). Электролитические конденсаторы применять не рекомендуется из-за их большого допуска на номинальную емкость и малой допустимой амплитуды переменной составляющей напряжения. Переключатели *SB1—SB3* типа П2К. Диоды Д226Б можно заменить другими, рассчитанными на обратное напряжение не менее 400 В и прямой ток 300 мА. Тринистор КУ201К можно заменить любым другим мощным с прямым напряжением не менее 300 В (обратное напряжение значения не имеет).

В случае использования приставки для питания паяльника мощностью 65 Вт лампу МН2,5-0,15 следует заменить на МН3,5-0,26. Для сохранения выходных напряжений на прежнем уровне емкость конденсаторов *C1—C4* следует изменить в соответствии с графиком (рис. 3).

Налаживание приставки сводится к установке оптимального зазора между постоянным магнитом и герконом для достижения устойчивого срабатывания датчика. Случается, предохранитель *FU1* (0,5 А) перегорает от импульса тока зарядки конденсаторов при включении приставки в сеть. Чтобы этого не происходило, можно поставить предохранитель, рассчитанный на ток до 1 А.

Литература

Тиристоры (технический справочник) Пер. с англ., под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова.— Изд. 2-е, доп.— М. : Энергия, 1971.

Электротехнический справочник.— Том. 1, под общей редакцией проф. Герасимова В. Г., Грудинского П. Г., Жукова Л. А.—6-е изд.— М. : Энергия, 1980.

БЫТОВАЯ АВТОМАТИКА

«БЕГУЩИЕ ОГНИ» С РАСШИРЕННЫМИ ВОЗМОЖНОСТЯМИ

Ю. Панченко

При оформлении сцен концертных залов, дискотек новогодних елок часто используют эффект «бегущих огней», заключающийся в поочередном включении групп ламп, находящихся друг за другом.

Описания переключателей, реализующих этот эффект, неоднократно публиковались в журнале «Радио», в сборниках «В помощь радиолюбителю», другой популярной радиотехнической литературе. Однако всем им, как правило, свойственно однообразное перемещение «бегущего огня» с постоянными скоростью и направлением. Применение цифровых микросхем повышенной интеграции позволяет значительно расширить возможности подобных устройств, сохраняя при этом их небольшие габариты.

Описываемое здесь устройство управления «бегущими огнями» обладает следующими возможностями:

возможен выбор одной из восьми скоростей перемещения «бегущего огня»;

в автоматическом режиме скорость «бегущего огня» изменяется автоматически от быстрой к медленной. Время изменения скорости устанавливает оператор;

направление движения «бегущих огней» изменяется автоматически. Кроме того, оператор может устанавливать одно желаемое направление или периодически изменять его;

во всех режимах работы можно устанавливать плавное перемещение «бегущего огня» (вслед за предыдущей лампой сразу вспыхивает последующая) или импульсное (между вспышками ламп — темновые паузы).

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1. На логических элементах *DD1.1*, *DD1.2*, резисторах *R1*, *R4*, *R7* и конденсаторе *C1* собран генератор импульсов. Резистор *R1* служит для подстройки в

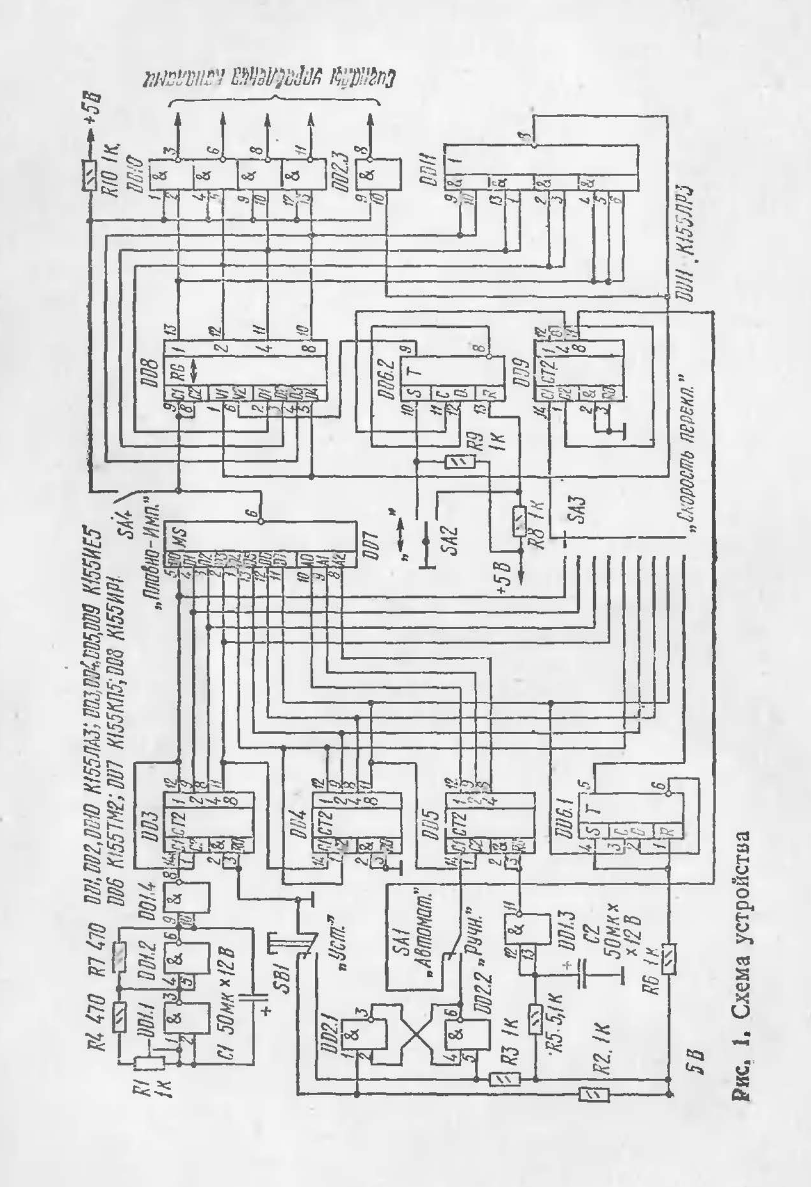


Рис. 1. Схема устройства

небольших пределах частоты генератора до значения $2f$, где f — максимальная частота перемещения «бегущих огней», имеющая нормальный зрительный эффект. Элемент *DD1.4* служит для нормализации фронтов импульсов генератора.

Импульсы генератора поступают на делитель, образованный двумя последовательно включенными счетчиками *DD3*, *DD4* и *D*-триггером *DD6.1*, работающим в счетном режиме. Делитель делит частоту генератора, образуя ряд из девяти частот f; $\frac{f}{2}$; $\frac{f}{4}$;...; $\frac{f}{256}$. С выходов счетчиков *DD3*, *DD4* импульсы поступают на входы мультиплексора *DD7*. На выходе мультиплексора появляется последовательность импульсов со входа, определенного управляющим кодом на входах адреса *A0*, *A1*, *A2*. Этот код, в свою очередь, определяется состоянием счетчика *DD5*. При включении питания этот счетчик устанавливается в нулевое состояние элементом *DD1.3* и интегрирующей цепочкой *R5C2*.

В ручном режиме (переключатель *SA1* в положении «Ручн.») состояние счетчика *DD5* изменяется нажатием кнопки *SB1* «Уст.». Элементы *DD2.1* и *DD2.2* образуют *RS*-триггер, устраняющий дребезг контактов кнопки *SB1*. Возможен еще один метод установки счетчика *DD5* в требуемое состояние: переключатель *SA1* устанавливают в положение «Авт.», а при выбранной скорости перемещения «бегущих огней» переключают в положение «Ручн.».

В автоматическом режиме (переключатель *SA1* в положении «Авт.») состояние счетчика изменяется непрерывно импульсами, поступающими с вывода *11* микросхемы *DD9*, частота следования которых определяется положением переключателя *SA3* «Скорость перекл.». На контакты этого переключателя подаются импульсы всех девяти частот, образованных делителем (микросхемы *DD3*, *DD4*, *DD6.1*). Изменяя положение контактов переключателя *SA3*, оператор изменяет частоту следования импульсов, поступающих на вход *C1* счетчика *DD5*, регулируя тем самым его скорость пересчета.

Импульсы с выхода мультиплексора поступают на реверсивный четырехразрядный сдвиговый регистр *DD8*. Регистр осуществляет последовательный сдвиг сигнала

логической 1 с частотой импульсов, поступающих на его входы *C1*, *C2*.

Все выходы регистра соединены со входами микросхемы *DD11*, производящей операцию логического суммирования с инверсией. С ее выхода сигнал подается на входы *V1* и *D4* регистра *DD8*. Поэтому пока хоть на одном выходе регистра будет сигнал логической 1, в регистр будут записываться сигналы логического 0. Таким образом на выходах регистра будут последовательно появляться сигналы логической 1.

Направление сдвига регистра определяется сигналом на его входе *V2*: при наличии логического 0 сдвиг будет происходить вправо, при логической 1 — влево. Тем самым будет осуществляться изменение направления движения «бегущих огней». Управляет реверсом регистра триггер *DD6.2*. Изменять его состояние можно двумя способами. Если замыкающий контакт переключателя *SA2* находится в среднем положении, то состояние триггера изменяется сигналами, поступающими с выхода *8* счетчика *DD9* (автоматическая смена направления движения «бегущих огней»). Если замыкающий контакт переключателя *SA2* установить в одно из крайних положений, то один из входов *S* или *R* триггера окажется заземленным и триггер установится в состояние логической 1 или логического 0 соответственно (установка требуемого направления оператором). После появления поочередно на выходах регистра импульсов возникает состояние, когда на всех выходах регистра будет логический 0. При этом гаснут лампы всех четырех каналов и снова продолжается движение. Для исключения этого эффекта введен пятый канал (элемент *DD2.3*), который заполняет интервал гашения остальных четырех каналов.

Выходы регистра заведены на входы микросхемы *DD10*. При разомкнутых контактах переключателя *SA4* «Плавно-имп.» эта микросхема и элемент *DD2.3* работают как обыкновенные инверторы (режим «Плавно»). При замкнутых контактах *SA4* импульсы включения каналов стробируются тактовыми импульсами с выхода мультиплектора и на выходах элементов *DD10*, *DD2.3* появляются сигналы логического 0, следующие не сразу друг за другом, а через некоторый промежуток времени (режим «Имп.»).

С выходов элементов *DD10*, *DD2.3* сигналы включения каналов в виде логического 0 поступают на буферные коммутаторы, схемы и конструкции которых определяются конкретным типом используемых ламп накаливания.

Рис. 2. Схема простейшего буферного коммутатора для первого канала

На рис. 2 приведена схема простейшего буферного коммутатора для первого канала. Для других каналов схема аналогична. Сигнал логического 0 поступает на базу транзистора *VT1*. Транзистор при этом закрывается, тринистор *VS1* открывается и загорается гирлянда ламп накаливания *HL1*.

Недостатком коммутатора, собранного по такой схеме, является присутствие потенциала сети на элементах конструкции, что создает опасность поражения током и требует тщательной изоляции органов управления.

В устройстве управления вместо микросхем серии К155 можно использовать аналогичные микросхемы серий К133 и К134. Вместо микросхемы К155ЛР3 в качестве *DD11* можно использовать микросхему К155ЛЕ3. Подстроечный резистор *R1* может быть любого типа, электролитические конденсаторы *C1*, *C2* также любого типа, на номинальное напряжение не ниже 6 В.

Налаживание устройства сводится к подстройке частоты генератора импульсов резистором *R1*. Если оно собрано правильно, то начинает работать сразу после включения питания.

Надо сказать, что устройство управления «бегущими огнями», построенное по аналогичной схеме, можно использовать в качестве цветомузыкальной установки. Для этого выбранный параметр музыки, например громкость звучания, нужно представить в виде цифрового кода (с помощью аналого-цифрового преобразования) и использовать в качестве управляющего скоростью перемещения «бегущих огней».

АНТЕННА ДИАПАЗОНА ДЦВ

К. Харченко

Прием телевизионных передач на радиочастотах 470...622 МГц (21—39 каналы) диапазона дециметровых волн (ДЦВ) требует соответствующего подхода к расчету и конструированию антенных устройств. Некоторые радиолюбители пытаются решить эту задачу простым пересчетом, основанным на принципах электродинамического подобия антенн, параметров имеющихся конструкций телевизионных антенн метрового диапазона (1—12 каналы). При этом они неизбежно сталкиваются с трудностями самого пересчета и зачастую не получают желаемых результатов.

Каковы же основные принципы подхода к решению этой задачи?

В свободном пространстве радиоволны, излученные антенной, имеют сферическую расходимость, в результате чего электрическая напряженность поля E убывает обратно пропорционально расстоянию r от антенны. Ненаправленная антенна, излучающая мощность P_{Σ_0} равномерно во все стороны (изотропный излучатель), создает на расстоянии r плотность потока энергии, характеризуемого вектором Пойнтинга:

$$\overline{\Pi} = P_{\Sigma_0}/4\pi r^2. \qquad (1)$$

Знаменатель этого выражения численно представляет собой площадь сферы, через которую проходит энергия излученных волн.

Вектор $\overline{\Pi}$ связан с действующим значением напряженности поля E линейной поляризации соотношением

$$\overline{\Pi} = E^2/120\pi. \qquad (2)$$

Приравнивая выражения (1) и (2), получаем, что

$$E = \sqrt{30P_{\Sigma_0}}/r \qquad (3)$$

Напряженность поля E уменьшается пропорционально удалению приемной антенны от источника излучения.

Любая реальная антенна имеет направленные свойства. Она излучает энергию неравномерно. Направленность излучения любой антенны в дальней зоне описывается зависимостью напряженности поля от угловых координат Θ и φ при постоянном расстоянии. Эту зависимость называют характеристикой направленности $f(\Theta, \varphi)$, где Θ — полярный угол, а φ — азимутальный.

Направленная антенна благодаря меньшему расходу энергии на излучение в боковые лепестки диаграммы направленности создает в главном ее лепестке на расстоянии r такую же напряженность поля, как и ненаправленная, излучающая при этом мощность P_Σ меньшую, чем P_{Σ_0}. Отношение

$$Д = \frac{P_{\Sigma_0}}{P_\Sigma} \qquad (4)$$

называют коэффициентом направленного действия (КНД) данной антенны.

Таким образом, направленная антенна создает в направлении максимума излучения такую же напряженность поля, как и ненаправленная при большем уровне мощности: $P_{\Sigma_0} = ДP_\Sigma$. Поэтому

$$E = \sqrt{30P_\Sigma Д}/r. \qquad (5)$$

Мощность излучения P_Σ связана с подводимой к антенне мощностью $P_А$ соотношением

$$P_\Sigma = P_А \cdot \eta_А, \qquad (6)$$

где $\eta_А$ — КПД антенны, определяющий эффективность преобразования высокочастотной энергии в энергию радиоволн и обратно.

Для одновременного учета потерь в антенне и выигрыша по мощности при направленном излучении служит коэффициент усиления антенны, который определяется таким выражением:

$$У = Д \cdot \eta_А. \qquad (7)$$

Так как $P_\Sigma Д = P_А\eta_А Д = P_А У$, то выражение (5) примет вид

$$E = \sqrt{30P_А \cdot У}/r. \qquad (8)$$

В реальных условиях распространяющиеся радиоволны претерпевают большее затухание, чем существующее в свободном пространстве. Для учета этого затухания вводят множитель ослабления $F(r) = E/E_{св}$, который характеризует отношение напряженности поля для реальных условий, к напряженности поля свободного пространства при равных расстояниях, одинаковых антеннах и подводимых к ним мощностях и т. д. С помощью множителя ослабления напряженность поля, создаваемая передающей антенной в реальных условиях на расстоянии r, может быть выражена как

$$E = E_{СВ} \cdot F(r) = (\sqrt{30P_А \cdot У}/r) \cdot F(r). \qquad (9)$$

Приемная антенна преобразует энергию электромагнитной волны в электрический сигнал. Количественно эту способность антенны характеризуют ее эффективной площадью $S_{эфф}$. Она соответствует той площади фронта волны, из которой поглощается вся содержащаяся в ней энергия. С КНД эта площадь связана соотношением:

$$S_{эфф} = \frac{Д\lambda^2}{4\pi}. \qquad (10)$$

Изложенное здесь позволяет написать уравнение радиопередачи, которое связывает параметры аппаратуры связи (передатчика и приемника) и антенн и определяет уровень сигнала на трассе: при мощности передатчика P_1 мощность P_2 сигнала на входе приемника будет равна

$$P_2 = P_1 \cdot \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot У_1 \cdot У_2 \left(\frac{\lambda \cdot F(r)}{4\pi r} \right)^2, \qquad (11)$$

где η_1 и η_2 — КПД передающего и приемного фидеров соответственно, $У_1$ и $У_2$ — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, λ — длина волны излучения. Множитель в этом выражении, заключенный в скобки, определяет основные потери при распространении радиоволн (основные потери передачи). При этом предполагается, что антенна согласована с фидером, а фидер с телевизионным приемником и, кроме того, антенна согласована по поляризации с полем сигнала.

Рассмотрим подробнее выражение (11). Допустим вполне реальную ситуацию, когда длина волны λ_1 излучения телевизионной передачи уменьшена до 50 см (попадает в диапазон частот 21—39 каналов), т. е. уменьшена по сравнению с $\lambda_2 = 500$ см в 10 раз, где λ_2 — длина волны излучения, оказывающаяся в диапазоне 1—5 каналов. Рассуждая далее, будем полагать, что произведение $P_1 У_1 \eta_1$ мощности передатчика, коэффициента усиления передающей антенны и КПД передающего фидера на волне λ_1 и на волне λ_2 осталось неизменным. Неизменным остался и множитель $У_2$ — коэффициент усиления приемной антенны. Объясняется это тем, что радиолюбитель-конструктор скопировал антенну диапазона метровых волн и использует ее для приема телепередач диапазона ДЦВ.

Предположим даже, что при этом удалось сохранить неизменным η_2 — КПД приемного фидера и значение $F(r)$ — множителя ослабления сигнала на трассе. В результате, как показывает выражение (11), мощность P_2 сигнала на входе телевизора уменьшится в 100 раз на волне $\lambda_1 = 50$ см, по сравнению с такой же мощностью сигнала, но на волне $\lambda_2 = 500$ см.

Этот конкретный пример показывает, что с увеличением частоты (уменьшением длины волны) телевизионных передач мощность сигнала, поступающего на вход телевизора при прочих равных условиях, быстро

уменьшается, т. е. условия приема ухудшаются. На стороне передачи эти неприятности стараются компенсировать увеличением произведения $P_1 У_1$. Но в реальных условиях множитель $F(r)$ и КПД приемного фидера с ростом частоты уменьшаются, поэтому необходимость увеличения коэффициента усиления приемной антенны $У_2$ становится неизбежностью. Этот вывод влечет за собой еще один, заключающийся в том, что, как правило, для уверенного приема программ 21—39 телевизионных каналов нужно применять новые, более направленные антенны по сравнению с антеннами, применяемыми в диапазоне волн 1—5 каналов.

Стремясь получить устойчивый прием телепередач, радиолюбители вынуждены усложнять антенны, например, строить антенные решетки, т. е. объединяют несколько однотипных, зарекомендовавших себя на практике антенн (каждая из которых имеет свою пару точек питания) с общей системой питания и только одной (общей для всех) парой точек питания. При этом они нередко недооценивают важность этапа согласования при построении антенных решеток, связанного с относительно сложными измерениями. Сказанное проиллюстрируем таким конкретным примером. Считаем, что имеющаяся антенна (рис. 1, а) представляет собой один ($n = 1$) излучатель с эффективной площадью $S_{0\,эфф}$, полностью согласованный (коэффициент бегущей волны $К = 1$) с фидером, потерями в котором пренебрежем, с волновым сопротивлением Z_0. Такая антенна поглощает из падающей на нее плоской электромагнитной волны мощность $P_\Sigma = P_0 \cdot n = P_0 \cdot 1$ и полностью (без потерь) канализирует ее на вход приемника. В таком случае мощность сигнала на входе приемника будет: $P_{пр1} = P_\Sigma = P_0$. Увеличим вдвое эффективную площадь антенны за счет построения решетки из двух ($n = 2$) таких излучателей, а волновое сопротивление фидера оставим прежним, т. е. Z_0 (рис. 1, б). При этом антенна поглощает мощность $P_\Sigma = 2P_0$, а к приемнику подводится только часть ее, так как в фидере после параллельного включения излучателей одного к другому $K = \frac{1}{2} = 0{,}5$.

При $n = 2P_{пр2} = P_\Sigma \cdot m = 2 \cdot 0{,}89 = 1{,}78P_0$, где $m \approx 1 - \frac{4K}{(1+K)}^2$ — множитель, учитывающий потери мощности из-за рассогласования.

Подобный эффект получается и при параллельном соединении трех элементов (рис. 1, в). Продолжая такие рассуждения, можно получить зависимость, которую иллюстрирует рис. 2. Здесь эффективная площадь антенны прямо пропорциональна числу n излучателей в решетке, равно как и поглощаемая антенной мощность P_Σ. Мощность же $P_{пр}$, подводимая к приемнику, с увеличением числа n асимптотически приближается к $4P_0$. Этот пример показывает бесплодность попыток увеличить коэффициент усиления антенной решетки без учета согласования ее элементов с фидером. Трудности, связанные с согласованием, преодолевают либо применением специальных согласующих устройств,

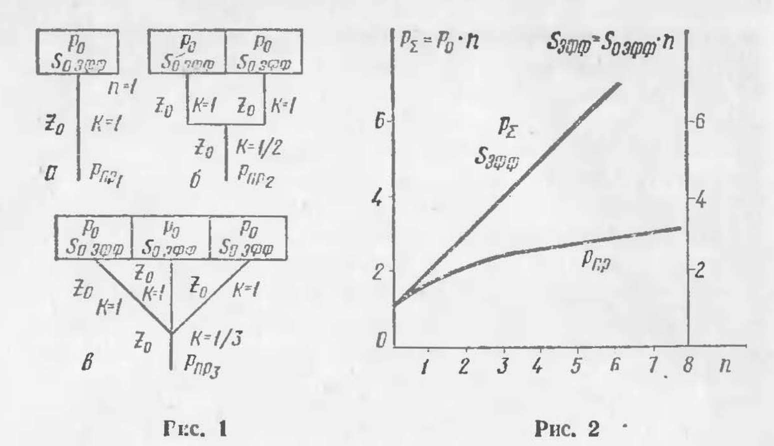


Рис. 1

Рис. 2

либо выбором специальных типов антенн. Например, в дециметровом и особенно в сантиметровом диапазонах волн применяют, как правило, так называемые апертурные антенны, т. е. рупорные или параболические. Особенность таких антенн заключена в том, что они имеют простой, «небольших» размеров облучатель, и «большой», сравнительно сложный рефлектор. «Большой» рефлектор и обусловливает направленные свойства антенны, определяет ее КНД.

Выполнить в любительских условиях антенны апертурного типа на диапазон ДЦВ не представляется возможным, так как они громоздки и сложны. Но некоторое подобие апертурной антенны сконструировать можно, положив в основу облучатель в виде известной зигзагообразной антенны (з-антенны). Полотно такой антенны состоит из восьми замкнутых одинаковых проводников, которые образуют две ромбовидные ячейки (рис. 3). Для формирования диаграммы направленности антенны, в частности, необходимо, чтобы излучатели были сфазированы и разнесены относительно друг друга. З-антенна имеет одну пару точек питания (*а—б*), к которой непосредственно подключают фидер. Благодаря такой конструкции антенны ее проводники возбуждаются так (частный случай направления токов на проводниках антенны на рис. 3 показан стрелками), что образуется своеобразная синфазная решетка из четырех вибраторов. В точках П—П проводники полотна антенны замкнуты между собой и здесь всегда имеется пучность тока. Антенна имеет линейную поляризацию. Ориентация вектора электрического поля *E* на рис. 3 показана стрелками.

Диаграммы направленности з-антенны удовлетворяют диапазону частот с перекрытием $f_{макс}/f_{мин}$ 2...≃2,5. Ее КНД мало зависит от из-

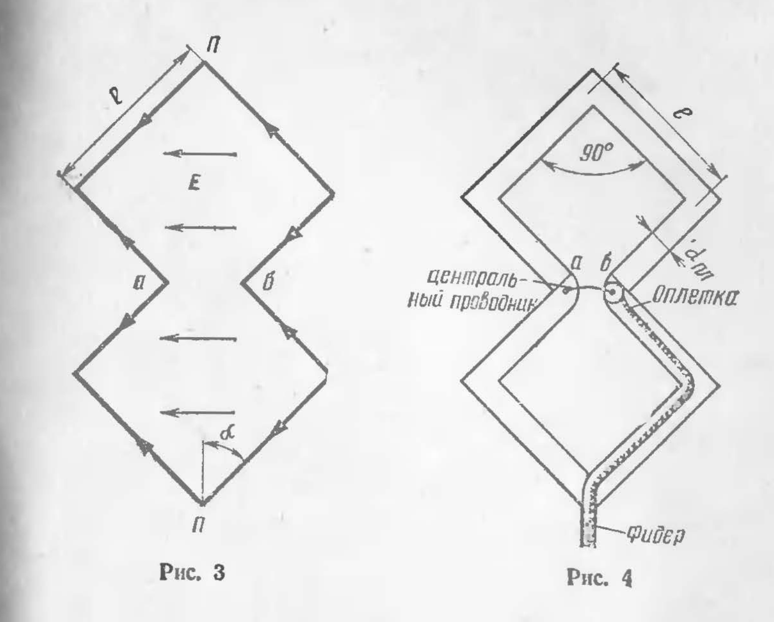


Рис. 3

Рис. 4

менения угла α, так как с увеличением его уменьшение направленности антенны в плоскости *H* компенсируется увеличением направленности в плоскости *E*, и наоборот. Характеристика направленности з-антенны симметрична относительно плоскости, в которой расположены проводники ее полотна.

В связи с тем, что в точках П—П нет разрыва проводников полотна антенны, то здесь имеются точки нулевого потенциала (нули напряжения и максимумы тока) независимо от длины волны. Это обстоятельство позволяет обойтись без специального симметрирующего устройства при питании коаксиальным кабелем. Кабель прокладывают через точку нулевого потенциала П и по двум проводникам полотна антенны подводят к точкам ее питания (рис. 4). Здесь оплетку кабеля соединяют с одной из точек питания антенны, а центральный проводник — с другой. Принципиально оплетку кабеля в точке П тоже нужно замкнуть накоротко на полотно антенны, однако, как показала практика, делать это не обязательно. Достаточно кабель подвязать к проводам полотна антенны в точке П, не нарушая его полихлорвиниловой оболочки.

Зигзагообразная антенна широкополосна и удобна тем, что ее конструкция сравнительно проста. Это ее свойство позволяет допускать значительные отклонения (неизбежные при изготовлении) в ту или иную сторону от расчетных размеров ее элементов практически без нарушения электрических параметров.

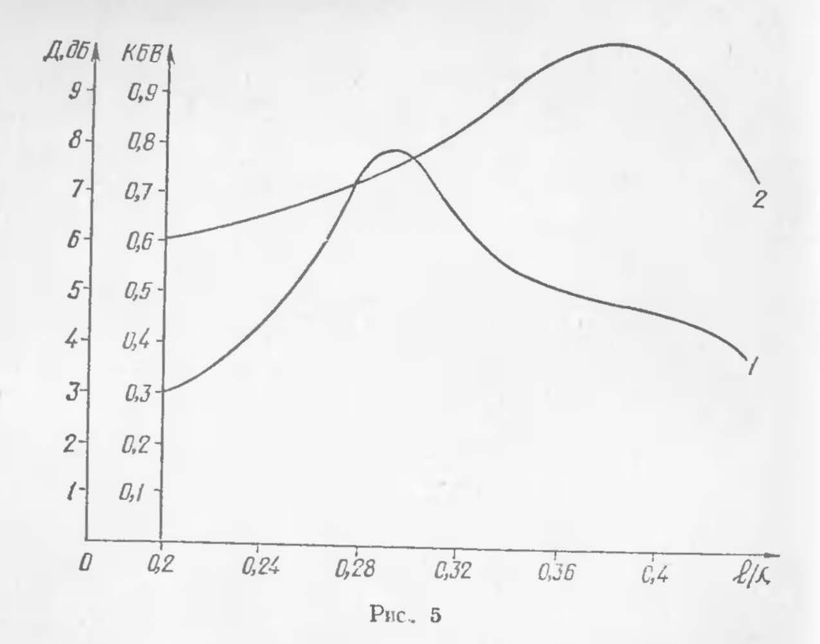


Рис. 5

Кривая *1*, показанная на рис. 5, характеризует зависимость КБВ от отношения l/λ в 75-омном фидере для з-антенны, приведенной на рис. 4, а кривая *2* — аналогичную зависимость для значений ее КНД. С увеличением отношения l/λ КНД з-антенны вначале растет, а достигнув некоторого максимума — уменьшается. Начальный рост КНД объясняется увеличением (в длинах волн) размеров полотна з-антенны, а спад — расфазировкой ее элементов после прохождения оптимального соотношения l/λ.

Пользуясь графиками рис. 5, можно построить з-антенну, имеющую максимально возможный КНД для данного типа полотна антенны. Ее входное сопротивление в диапазоне частот в значительной степени зависит от поперечных размеров проводников, из которых выполнено полотно. Чем толще (шире) проводники, тем лучше согласование антенны с фидером. Вообще же для полотна з-антенны пригодны проводники самого различного профиля — трубки, пластины, уголки и т. п.

Рабочий диапазон з-антенны можно расширить в сторону более низких частот без увеличения размера l путем образования дополнительной распределенной емкости проводников ее полотна, а общие размеры, выраженные в длинах максимальной волны рабочего диапазона, уменьшить. Достигается это перемыканием части проводников з-антенны, например, дополнительными проводниками (рис. 6), которые и создают дополнительную распределенную емкость.

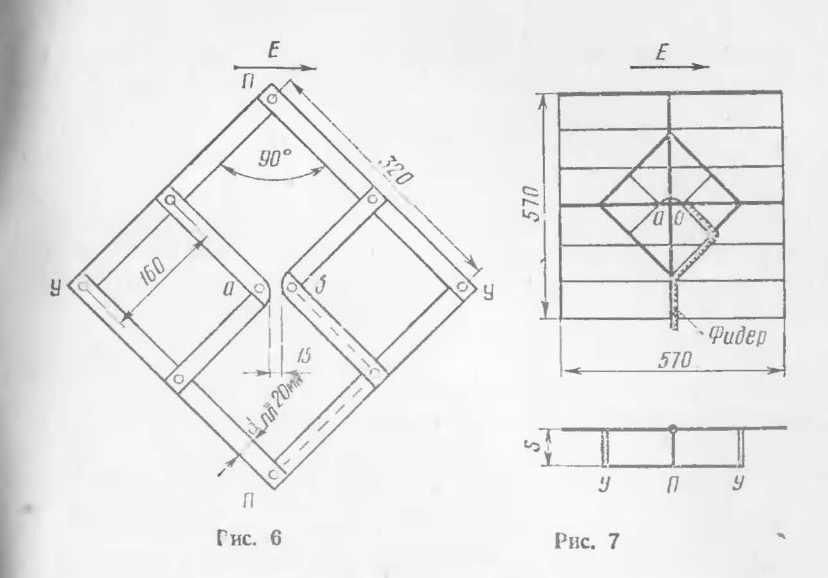


Рис. 6

Рис. 7

Диаграммы направленности такой антенны в плоскости *E* аналогичны диаграммам симметричного вибратора. В плоскости *H* диаграммы направленности с увеличением частоты претерпевают значительные изменения. Так, в начале рабочего диапазона частот они лишь слегка сжаты под углами, близкими к 90°, а в конце рабочего диапазона поле практически отсутствует в секторе углов ±40...140°.

Для увеличения направленности антенны, состоящей из зигзагообразного полотна, применяют плоский экран-рефлектор, который часть высокочастотной энергии, падающей на экран, отражает в сторону полотна антенны. В плоскости полотна фаза высокочастотного поля, отраженного рефлектором, должна быть близка к фазе поля, создаваемого самим полотном. В этом случае происходит требуемое сложение полей и экран-рефлектор примерно удваивает первоначальный коэффициент усиления антенны. Фаза отраженного поля зависит от формы и размеров экрана, а также от расстояния *S* между ним и полотном антенны.

Как правило, размеры экрана значительные и фаза отраженного поля зависит, главным образом, от расстояния *S*. На практике редко выполняют рефлектор в виде единого металлического листа. Чаще он представляет собой ряд проводников, расположенных в одной плоскости параллельно вектору поля *E*.

Длина проводников зависит от максимальной длины волны $\lambda_{макс}$ рабочего диапазона и размеров активного полотна антенны, которое не должно выступать за пределы экрана. В плоскости *E* рефлектор обя-

зательно должен быть несколько больше половины $\lambda_{макс}$. Чем толще проводники, из которых делают рефлектор, и ближе они расположены друг к другу, тем меньшая часть энергии, падающей на него, просачивается в заднее полупространство.

По конструктивным соображениям экран не следует делать очень плотным. Достаточно, чтобы расстояния между проводниками диаметром 3...5 мм не превышали 0,05...0,1$\lambda_{мин}$— минимальной волны рабочего диапазона. Проводники, образующие экран, можно соединить между собой в любом месте и даже приваривать или припаивать к металлической раме. Если они расположены в плоскости самого рефлектора или за ним, то их влиянием на работу рефлектора можно пренебречь.

Во избежание дополнительных помех не следует допускать, чтобы проводники (полотна антенны или рефлектора) от ветра терлись либо касались друг друга.

Один из возможных вариантов антенны с рефлектором показан на рис. 7. Ее активное полотно состоит из плоских проводников — планок, а рефлектор — из трубок. Но она может быть полностью металлической. В местах соединений элементов антенны должен быть надежный электрический контакт.

На значение КБВ в тракте с волновым сопротивлением 75 Ом в значительной мере влияют как ширина планки $d_{пл}$ (или радиус провода) активного полотна антенны, так и расстояние S, на которое оно удалено от экрана. Максимум КБВ будет при $l/\lambda_{макс} = 0{,}25$ и почти не зависит от ширины планки. Для оптимального согласования с фидером в широком диапазоне частот полотно з-антенны следует располагать от экрана на расстоянии $S \geqslant 0{,}18\lambda_{макс}$. С увеличением расстояния S КНД антенны снижается и сужается диапазон частот, в пределах которого направленные свойства з-антенны не претерпевают заметных изменений. Таким образом, с точки зрения улучшения КНД антенны расстояние S желательно уменьшать, а с точки зрения согласования — увеличивать.

Для крепления полотна антенны к плоскому рефлектору используют стойки. В точках П—П (рис. 6 и 7) стойки могут быть как металлическими, так и диэлектрическими, а в точках У—У— обязательно диэлектрическими.

В ряде практических случаев приема сигналов по 21—39 каналам телевидения имеющегося коэффициента усиления (КУ) з-антенны с плоским экраном может оказаться недостаточным. Увеличить КУ, как уже говорилось, можно построением антенной решетки, например, из двух или четырех з-антенн с плоским экраном. Есть, однако, другой путь увеличения КУ — усложнение формы рефлектора з-антенны. Приводим пример, каким должен быть рефлектор з-антенны, чтобы ее КУ соответствовал значению КУ антенной синфазной решетки, построенной из четырех з-антенн. Этот путь наиболее простой и доступный в любительской практике, чем построение антенной решетки.

На рисунках антенны размеры всех ее элементов указаны применительно к приему телепрограмм по 21—39 каналам.

Активное полотно антенны, показанной на рис. 6, выполнено из плоских металлических пластин толщиной 1...2 мм, наложенных друг на друга «внахлест» и скрепленных винтами с гайками. В точках соприкосновения пластин должен быть надежный электрический контакт. Конструктивно активное полотно антенны имеет осевую симметрию, что позволяет прочно закрепить его на плоском экране. Для этого используют стойки-опоры, располагая их в вершинах П—П и У—У квадрата, образуемого пластинами полотна антенны. Точки П—П имеют «нулевой» потенциал по отношению к «земле», поэтому стойки в этих точках могут быть из любого материала, в том числе металлическими. Точки У—У имеют некоторый потенциал по отношению к «земле», поэтому стойки в этих точках должны быть только из диэлектрика (например, из оргстекла). Кабель (фидер) к точкам *а—б* питания прокладывают по металлической опоре к одной (нижней) точке П и далее по сторонам полотна антенны (см. рис. 6). Особое внимание следует обратить на ориентацию вектора E, характеризующего поляризационные свойства антенны. Направление вектора E совпадает с направлением, соединяющим точки *а—б* питания антенны. Зазор между точками *а—б* должен быть около 15 мм без зазубрин и прочих следов небрежной обработки пластин.

Основой плоского экрана-рефлектора служит металлическая крестовина, на которой, как на каркасе, размещают активное полотно антенны и проводники экрана. За крестовину антенну в сборе надежно прикрепляют к мачте с таким расчетом, чтобы поднятая она была выше местных мешающих предметов (рис. 8).

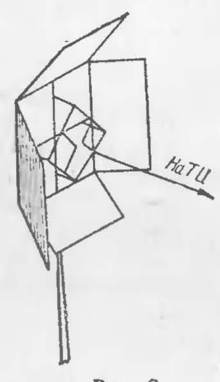


Рис. 8

При изготовлении рефлектора типа «усеченный рупор» все стороны плоского рефлектора удлиняют створками и загибают их так, чтобы образовать фигуру по типу «полуразвалившейся» коробки, у которой дно — плоский экран, а стенки — створки. На рис. 9 такой объемный рефлектор показан в трех проекциях со всеми размерами. Сделать его можно из металлических трубок, пластин, проката различного профиля. В точках пересечения металлические стержни должны

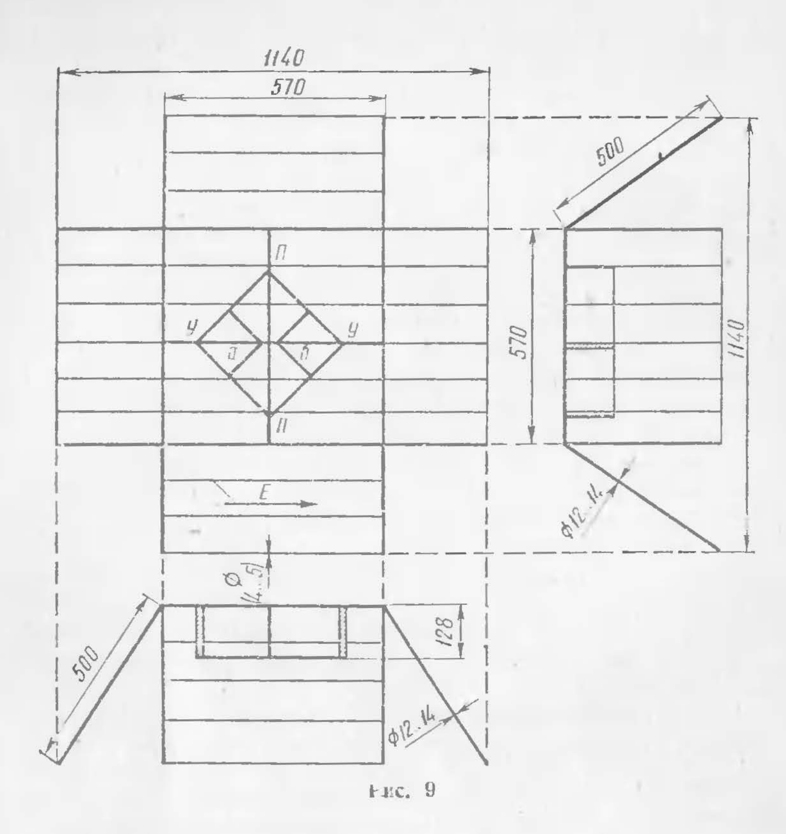


Рис. 9

быть сварены или спаяны. На том же рис. 9 показано и место размещения активного полотна антенны с точками П—П, У—У. Полотно удалено от плоского рефлектора — донышка усеченного рупора — на 128 мм. Стрелка символизирует ориентацию вектора *E*. Почти все проекции стержней рефлектора на фронтальную плоскость параллельны вектору *E*. Исключением являются лишь часть силовых стержней, образующих каркас рефлектора. Если рефлектор выполнен из трубок, диаметр трубок силовых стержней может быть 12...14 мм, а остальных — 4...5 мм.

КНД антенны с рефлектором типа «усеченный рупор» при заданных размерах соизмерим с КНД объемного ромба (1) и изменяется по диапазону частот в пределах 40...65. Это означает, что на верхних частотах рабочего диапазона антенны половина угла раскрыва ее диаграммы направленности составляет около 17°.

Форма диаграммы направленности антенны, показанной на рис. 9, примерно одинакова для обеих плоскостей поляризации. При установке

антенны на местности ее ориентируют на телецентр. Конструкция антенны осесимметрична по отношению к направлению на телецентр, что может стать источником поляризационной ошибки при ее установке на мачту. Здесь надо учитывать, какую поляризацию имеют сигналы, приходящие от телецентра. При их горизонтальной поляризации точки питания *а—б* антенны должны быть расположены в горизонтальной плоскости, а при вертикальной поляризации — в вертикальной плоскости.

Литература

Харченко К., Канаев К. Объемная ромбическая антенна. — Радио, 1979, № 11, с. 35—36.

СОДЕРЖАНИЕ

Научно-популярное издание

В ПОМОЩЬ РАДИОЛЮБИТЕЛЮ Выпуск 94

Составитель *Виктор Гаврилович Борисов*

Заведующий редакцией *А. В. Куценко*. Редактор *М. Е. Орехова*. Художник *В. А. Клочков*. Художественный редактор *Т. А. Хитрова*. Технический редактор *Л. А. Ворон*. Корректор *Н. В. Елкина*

ИБ № 1939

Сдано в набор 17.10.85. Подписано в печать 12.06.86. Г-93897. Формат 84×108 1/32. Бумага тип. № 1, 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. п. л. 4,2. Усл. кр.-отт. 4,51. Уч.-изд. л. 4,23. Тираж 1 150 000 (2-ой завод 500 001 — 1 000 000 экз.). Заказ 2667. Цена для изд. на бум. тип. № 1 — 35 к., для изд. на бум. тип. № 2 — 30 к. Изд. № 2/г — 367.

Ордена «Знак Почета» Издательство ДОСААФ СССР. 129110, Москва, Олимпийский просп., 22.

Набрано и отматрицировано на головном предприятии республиканского производственного объединения «Полиграфкнига», 252057, Киев, ул. Довженко, 3. Отпечатано на Минском ордена Трудового Красного Знамени полиграфкомбинате МППО им. Я. Коласа, 220005, Минск, Красная, 23.